

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **07253804 A**(43) Date of publication of application: **03 . 10 . 95**

(51) Int. Cl.

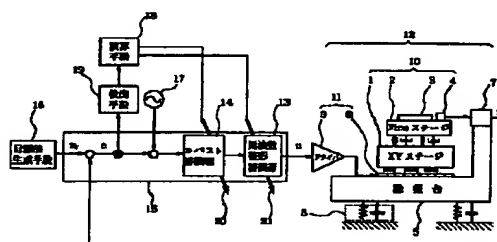
G05B 13/02**G05B 13/04****G05D 3/12**(21) Application number: **06042458**(71) Applicant: **CANON INC**(22) Date of filing: **14 . 03 . 94**(72) Inventor: **SATO MIKIO**(54) **CONTROLLER**

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

(57) Abstract:

PURPOSE: To realize stable controllability by providing a means changing a parameter of a robust stabilizing compensation means based on the arithmetic operation of an arithmetic means to the controller.

CONSTITUTION: A desired value generating means 16 generates a desired value x_r for a relative displacement operation and gives it to a stabilizing compensation means 14. Then a deviation (e) between the desired value x_r and an actual relative displacement (x) is fed to a robust compensation device 14. Then a test signal generating means 17 generates a test signal at the initializing state and periodically thereafter and gives the signal to a control system for a stepper. A test output signal detection means 19 detects a test output signal with respect thereto and gives it to an arithmetic means 18. Then the arithmetic means 18 operates a parameter for a stabilization compensation means 15 based on the information and parameter variable means 20, 21 change automatically the parameter for the stabilization compensation means 15. Thus, the ununiformity of the control performance due to position is avoided and stable control performance is realized.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-253804

(43) 公開日 平成7年(1995)10月3日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 0 5 B 13/02	T	7531-3H		
	B	7531-3H		
13/04		7531-3H		
G 0 5 D 3/12	3 0 5 V			

審査請求 未請求 請求項の数17 O L (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願平6-42458

(22) 出願日 平成6年(1994)3月14日

(71) 出願人 000001007

キヤノン株式会社

東京都大田区下丸子3丁目30番2号

(72) 発明者 佐藤 幹夫

東京都大田区下丸子3丁目30番2号キヤノ
ン株式会社内

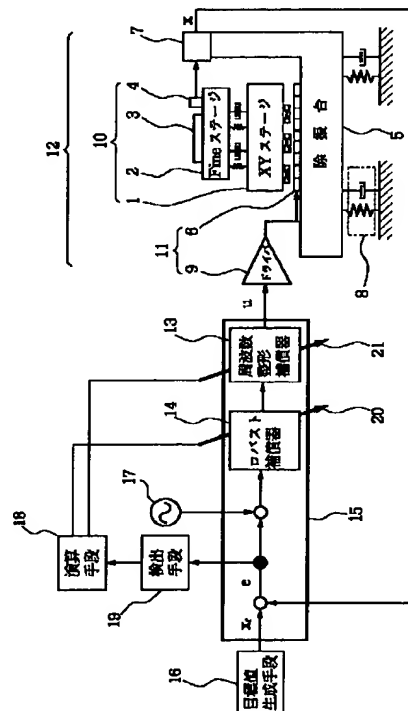
(74) 代理人 弁理士 丸島 儀一

(54) 【発明の名称】 制御装置

(57) 【要約】

【目的】 半導体露光装置やハードディスクのサーボライタ等の位置制御や速度制御に好適な高性能なH ∞ 制御技術を提供すること。

【構成】 PID補償器に代表される古典制御技術における直列補償器をループシェーピングの周波数重みとすることによって、従来の古典制御における設計技術を継承し、かつ古典制御技術では実現が難しかったサーボ帯域内に制御性能上問題となるような制御対象の振動モードが存在する場合にも高性能な制御系を実現する。また、定数行列重みを有する一般化プラントから得られるロバスト安定化補償器を用いることによって、従来の古典制御技術では実現が難しかったサーボ帯域内に制御性能上問題となるような制御対象の振動が存在する場合にも高性能な制御系を実現する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 被制御物体を駆動する駆動手段と、前記被制御物体の移動状態を観測する状態観測手段と、前記被制御物体に対する状態目標値を生成する目標値生成手段と、前記状態観測手段による状態観測信号と前記目標値生成手段による状態目標値によって前記駆動手段への制御信号を生成するロバスト安定化補償手段と、前記ロバスト安定化補償手段による前記被制御物体の制御系に対して試験信号を発生して加えるための試験信号発生手段と、前記試験出力信号を検出するための試験出力信号検出手段と、前記試験出力信号を用いて前記安定化補償手段のパラメータを演算するための演算手段と、前記演算手段での演算に基づいて前記ロバスト安定化補償手段のパラメータを変化せしめるパラメータ可変手段とを有することを特徴とする制御装置。

【請求項2】 請求項1記載の制御装置において、前記ロバスト安定化補償手段は、周波数整形補償器とロバスト補償器の少なくとも一方を含むことを特徴とする制御装置。

【請求項3】 請求項2記載の制御装置において、前記周波数整形補償器はPID補償器を有することを特徴とする制御装置。

【請求項4】 請求項2記載の制御装置において、前記演算手段は、前記周波数整形補償器のパラメータを、前記試験信号発生手段による試験信号を前記被制御物体の制御系に加え、前記試験出力検出手段によって得られる試験出力信号を用いて演算を行うことを特徴とする制御装置。

【請求項5】 請求項2記載の制御装置において、前記演算手段は、前記被制御物体および前記駆動手段および前記状態観測手段とから構成される制御対象に対する動的な挙動を現すモデル、および前記周波数整形補償器から構成される周波数整形された制御対象を演算するかもしれないか、もしくは予め備えており、前記周波数整形された制御対象に対する正規化既約分解を演算し、前記周波数整形された制御対象の安定化が可能であるための、前記正規化既約分解における分子有理関数および分母有理関数の変動の H^∞ ノルムの上限を演算し、前記変動の H^∞ ノルムの上限をもとに前記変動の H^∞ ノルムの上限以下の変動値を指定して、前記周波数整形された制御対象における前記指定した変動に対しても安定性を補償するロバスト補償器を演算すること特徴とする制御装置。

【請求項6】 請求項5記載の制御装置において、前記演算手段は、前記ロバスト補償器の特性を考慮して、制御対象に対する周波数整形を行なう前記周波数整形補償器の特性を予め修正して、前記周波数整形された制御対象を演算するかもしれないか、もしくは備え、これを基に前記ロバスト安定化補償手段のパラメータを演算することを特徴とする制御装置。

【請求項7】 請求項5記載の制御装置において、前記

演算手段は、前記正規化既約分解における分子有理関数および分母有理関数の変動の H^∞ ノルムの上限を演算し、前記変動の H^∞ ノルムの上限をもとに前記変動の上限以下の H^∞ ノルムの変動値を指定する際に、前記変動値を指定して前記演算手段および前記パラメータ可変手段により、ロバスト安定化補償手段を変化せしめ、前記ロバスト安定化補償手段による前記被制御物体の制御系に、前記試験信号発生手段による試験信号を加え、前記試験信号出力検出手段による試験出力信号を用いて、前記制御系が、予め設定された許容のロバスト安定性を有するか否かを判定し、もし有していない場合には、前記予め設定された許容のロバスト安定性が得られるまで前記指定すべき変動値を変化させ、再び前記ロバスト安定化補償手段を変化せしめ、試験出力信号によるロバスト安定性の検査を行なう、上記一連のサイクルを繰り返すことによって、最終的なロバスト安定化補償手段を決定することを特徴とする制御装置。

【請求項8】 請求項5記載の制御装置において、前記演算手段は、前記正規化既約分解における分子有理関数および分母有理関数の変動の上限を演算する際に、演算された変動の H^∞ ノルムの上限が予め設定した許容値よりも小さい場合には、周波数整形補償器だけを用いて前記ロバスト安定化補償手段における直列補償要素を構成することを特徴とする制御装置。

【請求項9】 請求項7記載の制御装置において、前記演算手段は、予め設定された変動許容値の範囲内で、許容のロバスト安定性を有する制御系が構成できない場合には、前記周波数整形補償器だけを用いてロバスト安定化補償手段における直列補償要素を構成することを特徴とする制御装置。

【請求項10】 請求項4記載の制御装置において、前記制御対象に対する動的なモデルに、制御性能上問題となる前記制御対象の振動モードの情報を持たせることを特徴とする制御装置。

【請求項11】 請求項4の制御装置において、前記ロバスト安定化補償手段のパラメータを切り替えることを特徴とする制御装置。

【請求項12】 請求項1記載の制御装置において、前記演算手段は、前記被制御物体および前記駆動手段および前記状態観測手段とから構成される制御対象に対するモデルを有し、前記制御対象の状態空間モデルの観測出力端に、積分器および比例ゲインを並列に接続して、前記積分器の出力と前記比例ゲインの出力を加算したものを標準 H^∞ 問題における拡大一般化プラントの状態観測出力に設定し、前記拡大一般化プラントの制御出力として、前記積分器の出力および前記制御対象の状態空間モデルの内部状態量および前記状態空間モデルの制御入力のそれぞれに、適切な定数重み行列を掛けたものに設定し、前記拡大一般化プラントの外生入力として、前記前記状態空間モデルの内部状態量の一回微分および前記制

御対象の状態空間モデルの観測出力に対して、適切な重み関数を掛けた後に加算される前記外生入力を設定して、前記拡大一般化プラントの外生入力から、前記拡大一般化プラントの制御出力までの H^∞ ノルムを最小化し、かつ前記拡大一般化プラントを安定化するロバスト安定化補償器を演算し、前記ロバスト補償器および前記積分器および比例ゲインとによって、前記制御対象に対する補償手段のパラメータを演算することを特徴とする制御装置。

【請求項13】 請求項12記載の制御装置において、前記演算手段は、前記定数重みを指定して、前記一般化プラントにおける H^∞ ノルムを最小化する安定化補償器を求め、パラメータ変化手段によってロバスト安定化補償手段を変化せしめ、前記ロバスト安定化補償手段による前記制御対象に対する制御系に、前記試験信号発生手段による試験信号を加え、前記試験信号出力検出手段による試験出力信号を用いて、前記制御系が予め設定された許容のロバスト安定性を有するか否かを判定し、もし有していない場合には、前記予め設定された許容のロバスト安定性が得られるまで前記指定すべき定数重みを変化させ、再び前記ロバスト安定化補償手段を変化せしめ、試験出力信号によるロバスト安定性の検査を行なう、上記の一連のサイクルを繰り返すことによって、最終的なロバスト安定化補償手段を決定することを特徴とする制御装置。

【請求項14】 請求項13記載の制御装置において、前記制御対象に対する動的なモデルに、制御性能上問題となる前記制御対象の振動モードの情報を持たせることを特徴とする制御装置。

【請求項15】 請求項13記載の制御装置において、前記制御対象の変位に応じて前記ロバスト安定化補償手段のパラメータを切り替えることを特徴とする制御装置。

【請求項16】 請求項1乃至15記載のいずれかの制御装置を有することを特徴とするステージ装置。

【請求項17】 請求項1乃至15記載のいずれかの制御装置を有することを特徴とするハードディスクサーボライタ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は被制御物体の制御装置に関するものであり、ステッパ等の半導体露光装置や固定磁気ディスクのサーボライタ、あるいはロボットなどの位置決めまたは速度制御に好適な制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】産業機器や情報機器の機器の複雑化・高度化・微細化に伴い、それらに要求される制御技術の高精度化・高速化が進んでいる。半導体製造装置である「ステッパ」を例にとれば、近年の半導体素子の急速な発展により、要求される位置決め制御精度は現状では数

十ナノメートルにも達しており、さらに数年以内にナノメートルオーダの位置決め精度が必要になると予想されている。しかもスループット向上のために、こうした高精度の位置決め制御をより高速に行なう必要がある。

【0003】こうした高性能の制御装置に用いられる制御技術としては、PID制御に代表される「古典制御理論」に基づく制御技術が、現在でもその大半を占めている。古典制御理論に基づく制御技術は、ボード線図に代表される周波数領域で、実測データをもとに設計を行なえるため、基本的には制御対象のモデルを必要としないところに最大の特徴がある。

【0004】また、こうした古典制御理論に加えて、年々高速・高精度化する制御技術に対するニーズに応えるために、「現代制御理論」を用いた制御手法も提案されている。現代制御理論によって、それまでの古典制御理論では扱わなかったシステムの内部状態を考慮した設計が行なわれるようになり、可制御性、可観測性などの概念が生まれ、最適制御理論が構築された。これらは現代制御理論の重要な成果である。

【0005】しかし70年代までの現代制御理論には、周波数特性をほとんど考慮していないという欠点があった。古典制御理論におけるゲイン余裕、位相余裕を考えてもわかる通り、安定な制御系を設計するためには、周波数特性を考慮することが不可欠であり、これを考慮しない制御技術では、制御対象の不確かさに対する頑健さ、いわゆる「ロバスト性」を持たない制御系となってしまう。

【0006】そこで近年、こうした現代制御理論の問題点を解消しつつ発展させたものとして、制御対象の不確かさを考慮した「ロバスト（頑健）制御理論」が急速に進展しつつある。特に、不確かさの最悪ケースを想定して、最悪状況下での制御系の安定化を図る制御手法は、その不確かさを想定したモデルに対し、関連する H^∞ ノルムを最小にする安定化補償器を求める、いわゆる「 H^∞ 制御問題」を解くことによって得られることが明らかにされ、理論的な進展が進んでいる。

【0007】また当初難解とされていた H^∞ 制御問題の解法も、以下で述べる「標準 H^∞ 制御問題」に対する求解アルゴリズム（2つのリカッチ方程式を解く方法）が確立され、近年の計算機技術の急速な発達と相俟って容易に計算できるようになった。

【0008】標準 H^∞ 制御問題とは、 H^∞ 制御の扱う領域が、「 H^∞ ノルムを最小化する制御問題」という、極めて広い領域であるため、これらを統一的に扱い、なおかつそれぞれの設計手法を統一的に求める枠組みを与えるものであり、「一般化プラント」とは、標準問題のための制御対象のモデルを含む状態空間表現である。

【0009】具体的には、図2で表され、その状態方程式が(1)式で与えられるような、入出力信号が、外生入力 w 、制御入力 u 、制御出力 z 、観測出力 y からなる

10

20

30

40

50

「一般化プラント」において、外生入力 w から制御出力 z までの H^∞ ノルムを γ (< 1) 以下にするような安定化補償器 $K(s)$ を求めるのが標準 H^∞ 制御問題である。これには通常 γ -Iteration と呼ばれる繰り返し計算が用いられる。

【0010】

【外1】

$$G: \begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u \\ z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y = C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{cases} \quad (1)$$

【0011】さて、このような H^∞ 制御のなかで従来より最も一般的に用いられている技術が、「混合感度問題」と呼ばれる設計方法によって安定化補償器を設計し、実装する制御技術である（たとえば、大羽、倉岡：自動車産業におけるロバスト制御、計測と制御、30-8, 701/705 (1991)）。そこで以下ではこの混合感度問題について説明するが、そのためにまず、一般に制御系に要求される性能について説明する。

【0012】図3は直列補償器を用いた典型的な制御系*

$$S(s) = (1 + P(s)K(s))^{-1} \quad (2)$$

$$T(s) = P(s)K(s)(1 + P(s)k(s))^{-1} \quad (3)$$

【0017】このうち、感度関数はパラメータ変動に対する感度であり、次式のように、制御対象の伝達関数 $P(s)$ が変動したときの、目標値応答の相対変動と制御対象の相対変動の比として定義される（ただし次式で \tilde{tild} e は変動を表す）。

【0018】

【外2】

$$S(s) = \frac{(\tilde{G}_r - \tilde{G}_w)/G_r}{(P - \tilde{P})/P} \quad (4)$$

$$P(s) = (1 + \Delta(s))P(s); |\Delta(s)| < \delta_*(\omega); \forall \omega \quad (5)$$

に対するロバスト安定条件が、

$$|\delta_*(\omega)T(j\omega)| < 1; \forall \omega \quad (6)$$

与えられる、という事実から来ている。また相補感度関数は検出雑音 n から出力 y までの伝達関数に等しい。よって、ロバスト安定性を高めるという要請と検出雑音を除去するという要求は一致する。

$$S(j\omega) + T(j\omega) \equiv 1$$

が成立するため、 $|S(j\omega)|$ と $|T(j\omega)|$ を同時に小さくすることはできない。そこで低感度化および外乱抑圧が特に重要な低域で S を低くし、反対にモデル化誤差および検出雑音は高域に多くの成分を持つので、ロバスト安定化および検出雑音除去のために高域で T を小さくするというトレードオフを探ることが必要になる。

【0022】そして、こうした感度関数・相補感度関数に対すトレードオフを考慮しつつ設計を行なうのが混合☆

$$\left. \begin{aligned} |S(j\omega)| &< 1/|W_s(j\omega)|; \forall \omega \\ |T(j\omega)| &< 1/|W_r(j\omega)|; \forall \omega \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

*を示したものであり、 r, e, d, n, y, u はそれぞれ目標値信号、制御偏差、外乱入力、検出雑音、制御対象の出力、制御入力である。

【0013】制御系の第一の目的は、目標値信号 r に対して出力 y を速やかに追従させる、つまり目標値応答特性を高めることである。これは、目標値から出力までの特性 G_r をできるだけ高域まで1に近付けることに相当する。

【0014】しかしながら、実際に達成できる追従特性は、外乱や検出雑音、あるいは制御対象の変動などによって制約を受ける。したがって、こうした制約に対する指標を考慮して設計を行なわねばならない。

【0015】つまり、外乱や検出雑音、あるいは制御対象の変動に対する特性、つまりフィードバック特性を示す指標として、「感度関数 S 」と「相補感度関数 T 」がそれぞれ以下のように与えられ、これを考慮して設計を行なうわけである。

【0016】

※【0019】また感度関数は明らかに外乱 d から出力 y までの伝達関数でもあるため、 $|S(j\omega)|$ が小さいほど、目標値応答に与えるパラメータ変動の影響が小さく、同時に外乱除去特性も良いことになる。

【0020】一方、相補感度関数 $T(s)$ については、ロバスト安定性の指標として考えることができる。これは、制御対象の乗法的変動

★【0021】これらのことから、フィードバック特性を改善するには、 $|S(j\omega)|$ と $|T(j\omega)|$ を小さくすることが必要であることがわかる。しかし、(2)、(3)式から明らかなように、

(7)

☆感度問題であり、以下に説明するような方法によって一般化プラントを構成する。

【0023】まず、上述のトレードオフによるループシェーピングを、(8)式のように定量的に表す。またこれは図で示せば図4のようになる。

【0024】

【外3】

7

【0025】ここで、 W_s 、 W_r は各周波数における仕様を表す重み関数であり、 $|S(j\omega)|$ や $|T(j\omega)|$ を小さく抑えたい周波数では $|W_s(j\omega)|$ や $|W_r(j\omega)|$ を大きく設定することになる。

$$\left. \begin{array}{l} \|SW_s\|_{\infty} < 1 \\ \|TW_r\|_{\infty} < 1 \end{array} \right\}$$

と書き直すことができる。

【0028】そこで、混合感度問題における、標準 H_{∞} 制御問題のための一般化プラントは図5のようになるわけである。図5の一般化プラントにおいて、外生入力 w から制御出力 z までの H_{∞} ノルムを γ (< 1) 以下にするような安定化補償器 $K(s)$ による制御系が、(8)式を満足することは明らかである。

【0029】

【発明が解決しようとしている課題】しかしながら、上記従来の技術では、以下のような課題があった。

【0030】<課題1> 制御系においては、基本仕様である、i) 内部安定性、に加え、ii) 望ましい過渡特性や、iii) 望ましい定常特性、を持つことが要求される。また、これらの特性が制御対象のモデルの不確かさやパラメータ変動に対しても頑健であるというiv) ロバスト性、も重要である。

【0031】従来の混合感度問題による H_{∞} 制御技術では、仕様 i) に対応する内部安定性と仕様 ii) に対応する望ましい過渡特性、およびそれらのロバスト性について※

$$\left[\begin{array}{cc} A - j\omega I & B_1 \\ C_1 & D_{11} \end{array} \right] \text{が列フルランクかつ} \left[\begin{array}{cc} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{array} \right] \text{が行フルランク；} \forall \omega \quad (10)$$

を満たす必要があるためである。

【0036】最適制御では、制御対象 $P(s)$ に積分器を付加した拡大系を構成し、この拡大系に最適レギュレータ理論を適用する方法が、通常よく用いられている。

【0037】しかしこの方法を混合感度問題による H_{∞} 制御技術に適用しようとする、と、拡大系が原点 $s = 0$ に極を持つため、上記の条件が成立しなくなるのである。したがって、最適制御のときのように、積分器を含んだ拡大系を作り、それに対して標準問題を解くことはできない。

【0038】<課題2> 混合感度問題による設計を用いた従来の制御技術では、確かに感度関数および相補感度関数を所望の特性に整形することができる。

【0039】しかし、実は混合感度問題による制御系では、制御対象モデルの安定極は補償器の安定零で、制御対象モデルの安定零は補償器の安定極で極零相殺を行ない、その後周波数重み W_s 、 W_r によって所望の特性に整形を行なっているのに過ぎない。この極零相殺を模式的に表したのが図6である。

【0040】しかし、現実には制御対象の極および零の不確かさのために完全な極零相殺は行なうことができない

8

* 【0026】そして、これらの条件は、 H_{∞} ノルムを用いて

【0027】

【外4】

(9)

※で考慮している。しかし、仕様 iii) の望ましい定常特性およびそのロバスト性の要請については陽に取り扱っていないかった。

【0032】この要請の最も典型的な例は、ステップ状の目標信号や外乱入力に対して（たとえば制御対象のモデルの不確かさやパラメータ変動があっても）、定常偏差のないフィードバック制御系を実現することである。このような制御系は「1型のロバスト制御系」と呼ばれ、一巡伝達特性に積分器を有する制御系である。そして多くの実際的な制御系設計においてこの1型のロバストサーボ系は非常に重要である。

【0033】しかしながら、従来の混合感度問題による設計を用いた従来技術では、以下の理由から、1型のロバストサーボ系を構成できなかった。

【0034】すなわち、標準 H_{∞} 制御が可解であるための条件のひとつとして、

【0035】

【外5】

い。したがって、制御対象に虚軸に近い極や零、つまり減衰の悪い極や零があり、これが不確かな場合や変動する場合には、減衰の悪い振動モードが残ってしまい、位置決め特性の悪い制御系となってしまう、という問題点があった。

【0041】こうした極零相殺は、混合感度問題の構成そのものに問題があるために生じる。即ち、図5からわかるように、混合感度問題では、制御対象の出力側に外生入力 w を加え、制御出力 z を、 w と同様に制御対象の出力側でしか見ていない。つまり制御対象の入力側で極零相殺が行なわれることに対する制約がないのである。したがってこうした極零相殺を防ぐには、制御対象の入力側にも外生入力 w を加え、なおかつ制御出力 z も制御対象の入力側に増やすことによって、極零相殺に対する制約を設定する必要がある。しかし、こうした構成は、従来の混合感度問題の枠組では扱えなかった。

【0042】<課題3> 混合感度問題を含め、従来の H_{∞} 制御を用いた制御技術のほとんどが、図5に示したように、制御ループの外側に重み（この場合は W_s 、 W_r ）を付加して所望の周波数整形を行なうものである。つまり「閉ループ特性に対する周波数整形」が主と

なる。

【0043】これに対して、従来の古典制御理論では、制御対象の周波数応答をもとに、一巡伝達特性を所望の特性に整形する、いわば「開ループ特性に対する周波数整形」が主体である。したがって、混合感度問題を用いた H_∞ 制御によって周波数領域での設計が行なえるとは言っても、これまでの古典制御理論に基づく設計系設計手法を、そのまま H_∞ 制御による制御技術に活かすことは難しかった。

【0044】また、従来の H_∞ 制御による制御技術は、古典制御理論に基づく制御技術に比べて、設計パラメータの調整が難しいという問題点もあった。

【0045】何故なら、例えば古典制御理論における代表的手法のPID補償器であれば、比例・積分・微分の3つのパラメータで、周波数特性を見ながら設計を行なうことができる。また、PID補償器に関する、簡便かつ実用的な設計法も広く知られている（例えば、Ziegler-Nicholsの限界感度法、Chien-Hrones-Reswick法、制御面積法など。増淵：改訂自動制御基礎理論（コロナ社）などを参照）。

【0046】これに対して、例えば混合感度問題では、確かに周波数ベースで設計が可能ではあるが、重み関数 W_s 、 W_r を決定せねばならず、各伝達関数のパラメータを設定する必要がある。したがって、PID補償器の方がはるかに調整が容易であることは明らかであり、調整に関するノウハウも、伝統的なPID補償器の方がはるかに豊富である。

【0047】さらに加えて言えば、最適制御に代表される、70年代までの現代制御理論による制御技術では、基本的には定数行列重みで制御系の設計を行なう、タイムドメインでの設計ともいべきものである。したがって設計パラメータの設定が制御系の周波数特性に及ぼす影響を定量的に捉えることは難しかった。つまりロバスト性を確保する上で重要な、周波数領域での設計が、非常に困難なのである。

【0048】そして、このような古典制御と比較したときの設計の複雑さが、ロバスト制御理論を含めた現代制御理論などの新たな制御理論に基づく制御技術による高性能化の重要性が強く認識されつつも、製品レベルでの実用化に至りにくい原因のひとつもなっていた。

【0049】したがってステップにせよロボットにせよ、現在でもほとんどの制御装置における制御技術として、PID補償器に代表される、パラメータ調整法の良く知られ、かつ十分実用的な古典制御技術が用いられているのが現状である。

【0050】＜課題4＞ 例えばXYステップのように長期間の連続運転を行なう制御系においては、制御対象であるXYステージの特性変動による劣化は避けがたい問題である。またXYステージの可動範囲が長い場合、制御対象の動特性の位置依存性も問題となる場合が

多い。特性変動のうち、低域の変動に関しては、補償器を1型のサーボ系にすることで、低域におけるハイゲイン特性を実現できるため、制御性能上問題となることはない。制御性能上問題となるのは、むしろ高域の変動であり、それによって、最悪の場合には制御系は不安定となってしまう。

【0051】こうした特性変動に対しても、システムの安定性を保つのがロバスト制御技術の目的であるが、特性変動の範囲を広く見積って制御系を構築するほど、得られる制御系は保守的な（つまり応答の遅い）システムとなってしまうというジレンマがある。

【0052】こうしたことから、適切なロバスト性と高い制御性能を両立させるため、長期運転による性能劣化を防ぐためには定期的に、制御対象の特性の位置依存性による性能劣化を防ぐためにはいくつかの代表的な場所毎に、システムに試験信号を加え、これに対する出力信号をもとに安定化補償器を自動的に再調整し、安定化補償器を変化させることが望ましい。

【0053】こうした自動調整は、PID補償器に代表される従来の古典制御による制御技術では、設計パラメータが少なく、しかも設計に関するノウハウの蓄積も豊富であることから、比較的容易に行なうことができる。

【0054】しかしながら、従来のロバスト制御理論を含めた現代制御理論による制御技術では、＜課題3＞にも述べたように、設計パラメータの複雑さから、自動調整は非常に困難であった。

【0055】また、PID補償器に代表される従来の古典制御による制御技術をもとに自動調整を行なう場合には、制御対象のモデルを用いることなく周波数応答をもとに調整を行なうため、自動調整の結果、制御系の安定性が損なわれることはない。しかし、ロバスト制御理論を含めた従来の現代制御理論によって自動調整を行なう場合には、モデルを用いて複雑な計算を行なうため、モデル化誤差等が原因で、自動調整の結果として、制御系が不安定となる可能性も考えられる。

【0056】したがって、自動調整の結果、万一望ましい特性が得られないことが判明した場合でも、万全の保全性と、ある程度の性能を有する制御系を構成し得る調整アルゴリズムでなければならない。にもかかわらず、従来のロバスト制御理論を含めた現代制御理論によって自動調整を行なう場合には、こうした調整アルゴリズムを構築することが難しかった。この点も実際の製品化にあたっては大きな問題であった。

【0057】＜課題5＞ 上記述べてきた課題は、主にロバスト制御理論を含めた従来の現代制御理論に基づく制御技術に関するものである。

【0058】次にPID制御に代表される、従来の古典制御理論による制御技術の問題点を考えてみる。前述のように従来の古典制御理論による制御技術においては、制御対象のモデルが不要である点や設計パラメータの調整

10

20

30

40

50

が容易である点などにおいて非常に優れた特徴を有している。ところが、こうしたメリットは、逆に機器の複雑化・高度化・微細化等に伴って要求される、制御系の高精度化・高速化を図る上でのデメリットにもなっている。

【0059】例えば、近年の制御技術の高速・高精度化に伴い、制御帯域が広がるにつれて、従来には問題とならなかった制御対象の振動モードが問題になってくることが多い。この場合、古典制御理論に基づく制御技術では、制御系にノッチフィルタを挿入する手法が一般的である。しかしながら、こうしたノッチフィルタは、制御系の性能を損ないやすく、特に制御系の過渡特性の悪化を招きやすい。

【0060】このように、制御上問題となるような制御対象の振動モードが帯域内に存在するような制御対象に対して、古典制御理論による制御技術では、良好な制御系を設計することは困難である。

【0061】言い換えれば、従来の古典制御技術においては、設計パラメータの少なさによる設計の容易さが最大の特徴であるため、PID補償器の範疇で解決し得る制御課題に対しては非常に優れた技術である一方、ノッチフィルタが必要となるような複雑な安定化補償器となると、その優位性が全く失われてしまうのである。

【0062】反対にロバスト制御理論を含めた従来の現代制御理論による制御技術では、制御帯域内に問題となる振動モードが存在しない場合には、PID補償器に対する優位性はほとんど無いと言っても過言ではない。しかしながら制御帯域内に問題となる振動モードがある場合には、その振動モードを組み込んで制御対象のモデルを構築すれば、最適性を補償した安定化補償器を得ることができる。しかもその補償器には、古典制御理論でいうところのノッチフィルタが自動的に、非常に巧妙に組み込まれるはずである。

【0063】ところが、前述のようにロバスト制御理論を含めた従来の現代制御理論による制御技術では、<課題3><課題4>で述べたような問題があり、設計は容易ではなかった。

【0064】したがって、制御帯域内に問題となる振動モードがある場合の制御技術を考える場合、PID補償器のように設計が容易で、かつ安全性の面でも優れた、ロバスト制御理論による制御技術が望ましいわけであるが、こうした制御技術はいままで考案されていなかった。

【0065】ところで、上記従来の技術の欄で述べた従来例では以下のような課題もある。

【0066】<課題6> 従来の最適制御における補償器の次数は、基本的には制御対象の次数と等しい。1型のサーボ系を構成するのであっても、積分器を含む拡大系を構成することによって、積分器の次数が1次増えるだけである。つまり最適制御における設計は、「どのよ

うな制御対象であっても、それと等しい次数の補償器を用いることによって、所望の応答特性を得ることができる」という、極めて妥当な次数の補償器を与えることになる。いわば必要最低限の次数の補償器である。

【0067】しかしながら、混合感度問題を含め、従来の H_∞ 制御を用いた制御技術のほとんどが、周波数重みを付加して所望の周波数整形を行なうものである。 H_∞ 制御問題における補償器の次数は、一般化プラントの次数に等しいことから、(補償器の次数) = (制御対象の次数) + (W_s の次数) + (W_r の次数) となってしまう。明らかに、周波数重みを用いた従来の H_∞ 制御技術による補償器は、冗長な補償器を与えてしまうことになる。もちろん、サーボ系を構成する場合にはさらに高次になる。

【0068】こうした補償器をアナログ回路で実現するのは現実的ではないため、実装に際しては、CPUを用いたデジタル制御によって実現するのが普通である。そして、上述の補償器における冗長性は、コスト的な制約から、制御だけでなく、マン-マシン-インターフェースや安全対策など、全ての処理も含めての1チップのCPUで計算したい場合などにおいては、重大な問題となってしまう。

【0069】確かに H_∞ 制御を用いることによって、LQG (Linear Quadratic Gaussian) 制御に代表される従来の最適制御よりもロバスト性の高い制御性能が期待できる。このことは、LQG制御が、一般化プラントの入出力特性のいわば「平均値」を最適化する制御手法であるのに対して、 H_∞ 制御では、一般化プラントの入出力特性の「最悪ケース」を想定して、最悪条件下における最適化を行なう制御手法であることから明らかである。

【0070】しかし、たとえ周波数重みを用いた従来の H_∞ 制御で演算される補償器による制御系が高性能であったとしても、処理時間の関係で実現できない場合が存在するのである。

【0071】そこで、このような場合には、(設計の容易さを犠牲にしても) 最適制御と同じように、冗長性のない、必要最小次数の H_∞ 制御による補償器が望まれるわけである。しかしながら、これまでこうした特徴を有する、 H_∞ 制御による制御装置は考案されていなかった。

【0072】本発明は上記の各課題に鑑み、新たなロバスト制御理論による高性能な制御装置を提供することを目的とする。より具体的には、以下に列举する様々な特徴のいずれかを備えた制御装置を提供することを更なる目的とする。

- (1) 古典制御理論による制御技術の技術蓄積を継承できる。
- (2) 古典制御理論による制御技術に対して、さらなる制御性能の向上が可能である。

- (3) 設計パラメータが少なく自動調整が容易で、安全性の面でも優れている。
 (4) 1型サーボ系を構成できる。
 (5) 自動調整による制御系の更新が容易に実現できる。
 (6) 従来のLQG最適制御技術と同様に、補償器の冗長性がない。

【0073】

【問題点を解決するための手段及び作用】上記目的を達成するため本発明の制御装置は、被制御物体を駆動する駆動手段と、前記被制御物体の移動状態を観測する状態観測手段と、前記被制御物体に対する状態目標値を生成する目標値生成手段と、前記状態観測手段による状態観測信号と前記目標値生成手段による状態目標値によって前記駆動手段への制御信号を生成するロバスト安定化補償手段と、前記ロバスト安定化補償手段による前記被制御物体の制御系に対して試験信号を発生して加えるための試験信号発生手段と、前記試験出力信号を検出するための試験出力信号検出手段と、前記試験出力信号を用いて前記ロバスト安定化補償手段のパラメータを演算するための演算手段と、前記演算手段での演算に基づいて前記ロバスト安定化補償手段のパラメータを変化せしめるパラメータ可変手段とを有することを特徴とする。

【0074】これにより、長期運転による性能の劣化が問題となる制御対象に対しても、常に最適な補償手段を用いて制御を行なうことを可能とするものである。また、制御対象の特性の位置依存性を考慮して、制御対象の位置に応じて安定化補償手段のパラメータを切り替えることによって、位置による制御性能の不均一性を解消し、安定な制御性能を実現する。

【0075】また、本発明の制御装置のある形態は、PID補償器などの周波数整形補償器及び／又はロバスト補償器が、前記ロバスト安定化補償手段の直列補償要素として設けられていることを特徴とする。

【0076】PID補償器に代表される、古典制御理論に基づいた従来の制御技術で得られる直列補償器を周波数整形補償器として用いることによって、ロバスト制御理論を含めた従来の現代制御理論による制御技術では困難であった、少ないパラメータによる調整の容易さを可能にし、さらにロバスト制御理論によるロバスト補償器を*

$$P(s) = \frac{s-1}{s+2} = M^{-1}N, N = \frac{s-1}{s+1}, M = \frac{s+2}{s+1} \quad (11)$$

のように表される。この場合(11)式のM、Nの分母多項式は、安定根をもつ1次多項式であればよい。そこ

$$M^2 + N^2 = 1$$

を満たすように正規化したものが正規化既約分解(Normalized Coprime Factorization)である。

【0082】次に、H ∞ 制御の一種である、正規化既約分解による制御技術について説明する。

【0083】正規化既約分解を用いた場合には、制御対★

$$P_\Delta = (M + \Delta_m)^{-1} (N + \Delta_n)$$

*併用することによって、従来の古典制御理論では達成できなかった、高速・高精度の制御を達成することができる。

【0077】また、本発明の制御装置のある形態は、前記演算手段は、前記被制御物体および前記駆動手段および前記状態観測手段とから構成される制御対象に対するモデルを有し、前記制御対象の状態空間モデルの観測出力端に、積分器および比例ゲインを並列に接続して、前記積分器の出力と前記比例ゲインの出力を加算したものを標準H ∞ 問題における拡大一般化プラントの状態観測出力に設定し、前記拡大一般化プラントの制御出力として、前記積分器の出力および前記制御対象の状態空間モデルの内部状態量および前記状態空間モデルの制御入力のそれぞれに、適切な定数重み行列を掛けたものに設定し、前記拡大一般化プラントの外生入力として、前記前記状態空間モデルの内部状態量の一回微分および前記制御対象の状態空間モデルの観測出力に対して、適切な重み関数を掛けた後に加算される前記外生入力を設定して、前記拡大一般化プラントの外生入力から、前記拡大一般化プラントの制御出力までのH ∞ ノルムを最小化し、かつ前記拡大一般化プラントを安定化するロバスト安定化補償器を演算し、前記ロバスト補償器および前記積分器および比例ゲインとによって、前記制御対象に対する補償手段のパラメータを演算することを特徴とする。

【0078】

【実施例】

<実施例1>本発明の実施例を説明するにあたり、まず理論的な面から解説する。

【0079】本実施例の制御装置においては、正規既約分解によるH ∞ 制御技術を用いることを特徴とする。以下では、簡単のため1入出力系に限定して、正規化既約分解によるH ∞ 制御技術とその作用を説明する。

【0080】はじめに、正規化既約分解について説明する。既約分解とは伝達関数を、多項式の比ではなく、互いに既約で安定かつプロパナ有理関数の比として表す方法である。たとえばP(s)=s-1/s+1 に対しては、

【0081】

【外6】

※で、

$$(12)$$

★象モデルの不確かさを含む制御対象を、分子・分母のいずれにも不確かさを有する形で、

【0084】

【外7】

$$(13)$$

15

と表すことができる。これを図で示せば、図7のようになる。

【0085】このとき、その変動の H^∞ ノルムが次式で*

$$\|[\Delta_m, \Delta_n]\|_\infty \leq \varepsilon_{\max}$$

補償器Kが系を安定化できるための必要十分条件は、

(i) Kがノミナルな制御対象Pを安定化すること

(ii) 次式を満足すること

$$\left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - PK)^{-1} M^{-1} \right\|_\infty \leq \varepsilon_{\max}^{-1} = \gamma_{\min} \quad (15)$$

であることが知られており、この条件を満足する安定化補償器を求めるのが、正規化既約分解による H^∞ 制御系設計である。なお、(12)式の関係に注目すると、(15)式★

$$\left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - PK)^{-1} M^{-1} \right\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - PK)^{-1} M^{-1} [M, N] \right\|_\infty$$

$$= \left\| \begin{bmatrix} K \\ I \end{bmatrix} (I - PK)^{-1} [L, P] \right\|_\infty$$

$$\leq \varepsilon_{\max}^{-1} = \gamma_{\min} \quad (16)$$

【0089】したがって、混合感度問題では、 $W_s S$ および $W_r T$ の低減化を図るのに対して、正規化既約分解による H^∞ 制御系設計では、(16)式より、 S および T に加えて、 $K S$ 、 $S P$ の4つの伝達関数から構成される伝達関数の H^∞ ノルムの低減化を図ることがわかる。これは図8のように、制御対象の出力側だけでなく、入力側にも外生信号入力および制御出力信号を設定した最適化問題と捉えることができる。したがって、混合感度問題において生じる、制御対象と補償器の間の極零相殺の問題は生じない。

【0090】また、正規化既約分解を用いた H^∞ 制御系においては、(15)式を満たす安定化補償器を導出する方法として、従来の標準 H^∞ 制御問題を用いるアルゴリズムではなく、全く別の以下のアルゴリズムで導出が可能☆

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A x + B u \\ y &= C x + D u \end{aligned}$$

で与えられるとき、

【0092】

$$\left. \begin{aligned} (A - B S^{-1} D^T C)^T X + X (A - B S^{-1} D^T C) - X B S^{-1} B^T X + C^T R^{-1} C &= 0 \\ (A - B D^T R^{-1} C) Z + Z (A - B D^T R^{-1} C)^T - Z C^T R^{-1} C Z + B S^{-1} B^T &= 0 \\ R &= I + D D^T, S = I + D^T D \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

の解 X 、 Z がそれぞれGCAREおよびGFAREである。

【0093】<ステップ2> $P(s)$ の正規化既約分解における変動の上限は、

$$\varepsilon_{\max} = (1 - \| [N, M] \|_H^2)^{1/2} = \gamma_{\min}^{-1} \quad (19)$$

を計算することによって求めることができる。ただし、

$\|G\|_H$ は G のハンケルノルムを表し、

$$\|G\|_H = \max_i (\lambda_i^{1/2} (\Pi \Theta)) \quad (20)$$

で与えられる。ただし、 Π 、 Θ はそれぞれ G の可制御性グラミアン、可観測性グラミアンであり、 λ_i は固有値

16

*与えられる制御対象のクラスに対して、

【0086】

【外8】

(14)

※【0087】

【外9】

★は以下のように変形できる。

【0088】

【外10】

☆である。そしてそのアルゴリズムにおいては、(10)式の20 制約条件がない。したがって、混合感度問題では実現できなかった、補償器及び／又は制御対象に積分器を有する場合においても、何ら問題なく安定化補償器の導出が可能である。これは、正規化既約分解を用いた H^∞ 制御技術による、本発明の非常に有利な作用のひとつである。

【0091】<正規化既約分解による安定化補償器導出アルゴリズム>

<ステップ1> $P(s)$ の最小実現に対して、Generalized Control Algebraic Riccati EquationおよびGeneralized Filtering Algebraic Riccati Equation (以下GCAREおよびGFARE)を求める。すなわち、 $P(s)$ の最小実現における状態方程式が

(17)

◆【外11】

【0094】

【外12】

【0095】

【外13】

を表す。

【0096】<ステップ3> 簡単のため、以下では(1

17

7)式のような状態空間表現を、 $(A:B:C:D)$ と略して表すことにする。そして、 $P(s)$ の正規化既約分解を以 *

$$M = (A+HC : B+HD : R^{-1/2}C : R^{-1/2}D) \quad (21)$$

$$N = (A+HC : H : R^{-1/2}C : R^{-1/2}) \quad (22)$$

ただし、 H は次式で与えられる。

$$H = -(ZC^1 + BD^1)C^{-1} \quad (23)$$

【0099】<ステップ4> 求めるべき安定化補償器 $K(s) = (A_K : B_K : C_K : D_K)$ は、次式で求めることができる。

★【0100】

【外14】

$$\left. \begin{aligned} A_K &= A + BF + \gamma^2 W_1^{-1} ZC^1 (C + DF) \\ B_K &= \varepsilon^{-2} W_1^{-1} ZC^1 \\ C_K &= B^T X, D_K = -D^T \\ F &= -(I + D^T D)^{-1} (D^T C + B^T X) \\ W_1 &= I + (XZ - \varepsilon^{-2} I) \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

ここで、 ε は、 $\varepsilon < \varepsilon_{\max}$ を満たす定数である。

【0101】次に上記アルゴリズムを用いた具体的な設計手順を説明する。混合感度問題においては、図5に示したように、周波数整形のための重み W_s 、 W_t を制御ループの外に配置して、閉ループ特性に対する周波数整形を行なうわけであるが、正規化既約分解による H_∞ 制御技術では、周波数整形のための重みを制御ループ内に配置して、開ループ特性の整形を行なった後に、ロバスト補償器によって制御ループの安定性およびロバスト性および制御性能を高める、という設計手順をとる。したがって、正規化既約分解による制御技術では、開ループ特性の整形のための重みとして、PID補償器に代表される古典制御における直列補償器をそのまま用いることができる。

【0102】そこで、設計方法が十分確立され、ノウハウも豊富なPID補償器に代表される古典制御における直列補償器をまず設計し、そしてこれを重み、すなわち周波数整形補償器として用いて、正規化既約分解による H_∞ 制御設計によってロバスト補償器を導出し、周波数整形補償器とロバスト補償器によって安定化補償手段を構成することによって、これまでの古典制御理論による制御技術を継承して周波数整形を容易に行なうことができ、しかも正規化既約分解によるロバスト補償器によって従来の古典制御以上の制御性能を得ることができるわけである。これは本発明における非常に有利な作用である。

【0103】また、この設計手順による設計パラメータは、従来の古典制御技術による制御技術における設計パラメータに加えて、 ε がひとつ増えるだけである。こうした設計の容易さは、従来のロバスト制御を含めた現代制御による制御技術では実現できなかった技術であり、制御装置に演算手段を持たせて自動調整を行なう際の本発明の特徴のひとつであり、非常に有利な作用である。

【0104】また、 ε_{\max} は、 W によって周波数整形された制御対象の正規化既約分解において、許容し得る変

* 下の計算によって求める。

【0097】

※ ※【0098】

★

動の上限であるが、同時に周波数整形の妥当性を示す指標としても捉えることができる。なぜなら、 ε_{\max} が非常に小さい値になる場合には、許容し得る変動が非常に小さく、周波数整形補償器によって整形したゲイン特性とロバスト安定性が両立しないことを意味するからである。

【0105】しかも周波数整形補償器として、PID補償器を用いる場合には、従来よりよく知られている調整法によって調整がなされているのであれば、少なくとも周波数整形の時点ではロバスト安定性の問題は生じないはずである。したがって、ロバスト安定性の不足は、ロバスト補償器を求めるために用いる、制御対象のモデル化の誤差が大きいために生じる。

【0106】そこで、(18)式に従って、 ε_{\max} を計算した時点で、それが予め設定された許容値以下の場合には周波数整形補償器、つまりPID補償器に代表される古典制御における直列補償器のみで安定化補償手段における直列補償要素を構成することによって、万一の場合にも、制御系の保全性と、これまでの古典制御における制御性能を確保することが可能である。こうした保全性も、制御装置に古典制御技術を活かした演算手段を持たせて自動調整を行なう際の本発明の特徴のひとつであり、非常に有利な作用である。

【0107】さらに、正規化既約分解による H_∞ 制御系設計アルゴリズムを用いて自動調整を行なう場合、 ε の決定に際して、信号発生手段によって試験信号を制御系に入力し、試験出力信号検出手段によって検出された試験出力信号によって、実際の制御系におけるロバスト安定性を調べながら、所望のロバスト安定性を有するように ε を調整することができる。これは、「 ε の設定において、 ε を ε_{\max} に比べて小さめに設定するほど、周波数整形の度合いは緩くなるが、ロバスト安定性の高い制御系となる」という性質を用いることによって、容易に実現できる。

【0108】これによって、設計時に用いたモデルに多

20

30

40

50

少の誤差があった場合にも、十分ロバスト安定性を有する制御系を実現することができる。しかも、調整の結果、所望のロバスト安定性を満足する制御系が得られなかった場合でも、PID補償器に代表される古典制御における直列補償器のみで安定化補償器における直列補償要素を構成することによって、万一の場合にも、制御系の保全性とこれまでの古典制御における制御性能を確保することが可能である。こうしたいわば「保全性」も、制御装置に演算手段を持たせてH ∞ 制御のための自動調整を行なう際の、本発明の特徴のひとつであり、非常に合理的な作用である。

【0109】しかも、制御対象の高速化に伴い、制御帯域が伸びるにつれて、従来には問題とならなかった制御対象の振動モードが問題になるような場合においても、制御対象に対するモデルに、問題となる振動モードの情報を持たせることによって、従来の古典制御技術における設計の容易さを失わず、なおかつ古典制御技術以上の制御性能を実現することが可能である。そして、こうした特徴も、本発明の特徴のひとつであり、非常に合理的な作用である。

【0110】したがって正規化既約分解によるH ∞ 制御系の具体的な自動調整手順は以下のようになる。

【0111】＜正規化既約分解によるH ∞ 制御系自動調整手順＞

(i) 図8(a)のように、PID補償器などで構成される、周波数整形補償器Wによる重み関数を付加して周波数整形された制御対象 $P=P_0W$ が望ましい外乱除去特性とロバスト安定性を持つように周波数整形補償器Wを設定してループ整形を行なう。この周波数整形補償器は、予め計算されたものでもよいが、古典制御理論による制御技術を用いて決定すれば、試験信号発生手段および試験出力信号検出手段を用いて定期的かつ容易に自動調整が可能である。

$$|K_\infty(j\omega)| \geq \frac{|P_s(j\omega)| - (\gamma^2 - 1)^{1/2}}{(\gamma^2 - 1)^{1/2} |P_s(j\omega)| + 1} \quad (25)$$

が成り立つ。また、 $|K_\infty(j\omega)| \geq (\gamma^2 - 1)^{-1/2}$ を満たす全ての ω に対して、

$$|K_\infty(j\omega)| \leq \frac{(\gamma^2 - 1)^{1/2} + |P_s(j\omega)|}{1 - (\gamma^2 - 1)^{1/2} |P_s(j\omega)|} \quad (26)$$

が成り立つ。

【0120】そこで、こうした K_∞ による劣化を予め考慮して、従来の古典制御技術による重みWによって開ループ特性の整形を行なう際に、重みWにおける高域特性・低域特性を補正することによって、高域特性・低域特性の劣化を防ぐことが可能である。

【0121】次に、上記説明した理論を、リニアモータを用いたステップの位置決め装置に適用したより具体的な実施例を説明する。図1は装置の全体構成を示し、この図において1はXYステージ、2は微動ステージ、3はウエハ、4はミラー、5は除振台、6はリニアモータ

*【0112】(ii) 周波数整形された制御対象Pに対する正規化既約分解を求め、これに対する ϵ_{\max} を(19)式から計算する。この時、 ϵ_{\max} が許容値以下の値であれば、 $K_\infty = 1$ とする。すなわち、(i)で求めた周波数整形補償器のみによって安定化補償手段における直列補償要素を構成する。

【0113】(iii) ϵ_{\max} に基づき、設計パラメータである ϵ ($< \epsilon_{\max}$)を指定し、指定した ϵ に対するロバスト補償器を求め、これと(i)で求めた周波数整形補償器とから、安定化補償手段を構成する。

【0114】(iv) (iii)で求めた安定化補償手段による制御系のロバスト安定性を試験信号発生手段および試験出力信号検出手段を用いて検査する。もし所望のロバスト安定性を満たしていない場合には、(iii)に戻って ϵ を設定し直し、再びロバスト補償器を演算する。さらに、規定の ϵ の範囲内において所望のロバスト安定性を持つ制御系を構成できない場合には、 $K_\infty = 1$ とする。すなわち、(i)で求めた直列補償器のみによって安定化補償手段における直列補償要素を構成する。

【0115】(v) 最終的な補償器Kを、図8(c)に示すように、 $K = K_\infty W$ によって得る。

【0116】さて、正規化既約分解によるH ∞ 制御技術では、設計時に重みWによって、 P_0 が望ましい特性を持つように開ループ特性の整形を行なうわけであるが、実際の開ループ特性は $P_0 K_\infty$ によって形成される。このとき、 P_0 によって指定した所望の開ループ特性に比べて、低域特性および高域特性が多少劣化することがある。ただし、大きな劣化を生じることはなく、その上限・下限は次式で与えられることが証明されている。

【0117】 $|K_\infty(j\omega)| \geq (\gamma^2 - 1)^{1/2}$ を満たす全ての ω に対して、

【0118】

*【外15】

※【0119】

※【外16】

タ、7はレーザ干渉計による位置計測手段、8は除振台5のための除振手段、9は駆動回路、10はXYステージ1および微動ステージ2およびウエハ3およびミラー4からなる被制御物体、11はリニアモータ6および駆動回路9とからなる駆動手段、12は被制御物体10および駆動手段11および位置計測手段7とからなる制御対象、13はPID補償器などの古典制御による周波数整形補償器、14は本発明の特徴のひとつである正規化既約分解による K_∞ 制御を用いたロバスト補償器、15は周波数整形補償器13およびロバスト補償器14による安定化補償手段、16は被制御物体に対する目標位置生成

手段、17は試験信号発生手段、18は安定化補償手段15に対する演算手段、19は試験出力信号検出手段、20および21は安定化補償手段15のパラメータを変化せしめるパラメータ可変手段である。

【0122】次に、上記構成において、XYステージ1は駆動手段11によってXY方向に移動させられ、位置決めが行なわれる。微動ステージ2は、駆動手段11による位置決めが完了した後に、焼き付けを行なうためのウェハ3の面の傾きや面の高さなどを補正するためのものである。

【0123】被制御物体10の変位 x は、除振台5に設置されたレーザ干渉計による位置検出手段7を用いて、微動ステージ2に設置されたミラー4の位置で検出される。したがって、 x は除振台5と被制御物体10の相対変位である。

【0124】目標値生成手段16は、上記相対変位における目標値 x_r を生成し、これが安定化補償手段14に送られる。安定化補償手段14の内部においては、目標値 x_r と実際の相対変位 x との偏差 e がロバスト補償器14に送られる。そしてロバスト安定化補償器13の出力が駆動手段11に送られ、電流増幅が行なわれて、リニアモータ6に送られる。

【0125】そして、初期設定時およびその後も定期的に、試験信号発生手段17より試験信号を発生し、ステップの制御系に加える。これに対する試験出力信号は、試験出力信号検出手段19によって検出され、演算手段18に送られる。この情報をもとに演算手段18は、安定化補償手段15のパラメータを演算し、パラメータ可変手段20および21によって安定化補償手段15のパラメータを自動的に変化せしめる。

【0126】また、制御対象の特性の位置依存性に対応するために、変位 x に応じて、複数の安定化補償手段15のためのパラメータを有し、パラメータを切り替える。そしてこのときにも上記の自動調整手順を用いる。そこで次に演算手段18の働きについて説明する。

【0127】前述のように演算手段18では、正規化既約分解による H_∞ 制御技術に基づいて安定化補償手段15のパラメータを演算するが、そのための周波数整形補償器13として、本実施例ではPID補償器を用いる。このPID補償器による周波数整形補償器13は、以下のようにして自動調整によって決定される。

【0128】すなわち、試験信号発生手段手段17によって試験信号を発生させて、それまで用いられていたPID補償器（初期状態においては、安定性の確保だけを目的として設定される、仮のPID補償器）によって構成される制御系に対して加え（したがって、このときロバスト安定化補償器 K_∞ は1に設定されている）、これに対する試験出力信号を、試験出力信号検出手段19によって検出する。この入出力関係をもとに、演算手段18は、新たにPID補償による周波数整形補償器13のパラ

メータを演算し、パラメータ可変手段21によって周波数整形補償器13が更新されるわけである。

【0129】さて、こうして従来の古典制御技術を継承して周波数整形補償器13を演算した後に、ロバスト安定化補償器を演算するわけであり、そのためには演算手段18は制御対象12のモデルを備えている必要がある。図10は演算手段18の備えている制御対象12のモデルの周波数応答であり、必要最小限の低次の安定化補償器を設計するために、位置決め制御上問題となる、微動ステージ2の1次の振動モードのみを考慮した、いわば低次元の設計モデルである。図10において、約16Hzの振動モードがXYステージ1の影響、約150Hzの振動モードが位置決め制御上問題となる微動ステージ2による影響である。

【0130】このステップのXY方向の位置決め制御において、微動ステージ2は、一種の振動負荷とみなすことができる。したがって、XYステージ1の制御の高速化においては、この微動ステージの振動がネックとなり、PID補償器などの古典制御による制御技術では、十分な位置決め性能が図れなかった。

【0131】図11および図12は前述の自動調整によって求めた、PID補償による周波数整形補償器13のみを用いて、安定化補償手段15を構成した場合の、目標値応答の周波数特性、および単位ステップ応答の様子である。つまり、これはPID補償器を用いた従来の制御技術における特性にほかならない。ただし、図11および図12では、実際の制御系の挙動を正確に計算するために、微動ステージの高次のモードまで考慮して構築した、いわば制御対象10に対する高次のシミュレーションモデルを用いて計算したものである。

【0132】図12において、約150Hzの微動ステージ2による振動が、位置決め特性を悪化させている様子がわかる。明らかにサーボ系の高帯域化による高速化と、微動ステージの高次共振に対するサーボ系の安定化は、相反する問題であり、従来の制御技術では、十分な高速化が図れなかった。微動ステージ2による微動の影響は、図11の周波数応答においても、約150Hzのピークとして顕著に現われている。

【0133】さて、このような位置決め制御上問題となる振動モードは、最適制御や、混合感度問題を用いた H_∞ 制御など、従来の現代制御理論によっても抑制することが可能なはずである。しかし、その調整はPID補償器などの、古典制御による制御技術に比べて複雑であり、製品技術としては問題があった。

【0134】そこで、演算手段18によって、従来の古典制御技術を継承して容易に調整される、PID補償器を求めた後に、これを周波数整形補償器13として用い、周波数整形された制御対象に対して、正規化既約分解による H_∞ 制御系設計を適用して、ロバスト補償器14を求めるわけである。

【0135】そこで、前述の＜正規化既約分解による H_{∞} 制御系自動調整手順＞に従って、安定化補償手段15を具体的に求めてみる。項目(ii)で述べたように、 P 、 W をもとに ϵ_{\max} を求める。もし、 ϵ_{\max} が予め設定された許容値以下であれば、そのままPID補償器による直列補償器13のみを用いて安定化補償手段を構成することになるが、本実施例では、 $\epsilon_{\max}=0.52$ となり、正規化既約分解による H_{∞} 制御によって、高いロバスト性を有するロバスト補償器14が得られることを示している。項目(iii)、(iv)に従い、実際の制御系の応答特性を、試験信号発生手段17および出力信号検出手段19を用いて、演算手段18で計算しながら具体的な $\epsilon < \epsilon_{\max}$ を決定して、ロバスト補償器を求める。

【0136】図13は、シミュレーションモデルを用いて、 ϵ の違いによる目標値応答特性の周波数応答を示したものである。 ϵ が ϵ_{\max} に近い値を取るほど、周波数整形の度合いが高くなる。しかし、設計のために用いたモデルは、補償器の次数を抑えるための、微動ステージ2の1次の振動モードのみを考慮した低次元のモデルなので、実際にそのモデルを用いて得られる補償器による制御系では、ロバスト安定性が不足することがある。また、本実施例に限らず、実際問題としてモデル化に伴う誤差は必ず存在するので、 ϵ の設定において、制御系がロバスト性を十分有するように設定することは重要である。

【0137】図13はこの様子を端的に表しており、 $\epsilon=0.52$ では、明らかにロバスト安定性が不足である。したがって、試験信号を用いて実際の目標値応答特性を調べながら、十分なロバスト安定性が得られるように ϵ を決定する。こうして、数回の試行の後に結局、 $\epsilon=0.36$ に決定した。

【0138】なお、＜正規化既約分解による H_{∞} 制御系自動調整手順＞の項目(iv)で示したように、もし所定の範囲の ϵ に対して計算される補償器による、制御系のロバスト安定性に、満足のゆくものがなかった場合には、PID補償器のみを用いて安定化補償手段15を構成すればよい。

【0139】最終的に $\epsilon=0.36$ に設定して得られるロバスト補償器14および安定化補償手段の周波数応答を図14および図15に示す。ここで、図14のロバスト補償器14とPID補償器13とによって、安定化補償手段15が構成されるわけであるから、図14の特性をみることによって、本発明による制御技術の、従来のPID補償器による制御技術と比較したときの特徴が明らかになる。即ち、図14より、ゼロ交差周波数近辺で位相補償が組み込まれ、ロバスト性が向上すると共に、微動ステージ2の1次の振動モードを抑制するためのノッチフィルタが組み込まれていることがわかる。

【0140】この安定化補償手段15を用いた制御系の特性として、先にも述べた微動ステージ2の高次モード

の共振までを考慮してシミュレーションモデルを用いて計算した。図16に目標値応答の周波数特性を、図17に単位ステップ応答をそれぞれ示す。先に図11および図12に示した、従来のPID補償器による制御技術と比較することにより、約150Hzにある微動ステージの振動が抑制され、しかもステップ波形のオーバーシュートも改善されていることがわかる。

【0141】次に、実際にステップを用いて実験を行なった結果を、従来のPID補償器、つまり周波数整形補償器13のみを用いた結果と比較して示す。図18は従来のPID補償器を用いた制御技術における、目標値応答に対する周波数応答であり、図19は本実施例による安定化補償手段における目標値応答に対する周波数応答である。また、単位ステップ応答を行なったときの応答波形と、このときの位置決め時間の比較として、図20に従来のPID補償器を用いた制御技術における実験結果を、図21に本実施例の制御技術における実験結果をそれぞれ示す。先に示した数値解析とほぼ同様の結果が得られており、実際の位置決め時間も約20%の高速化が図られている。このように実際の実験結果においても本実施例の効果は明らかである。

【0142】なお、正規化既約分解によるロバスト補償器14(= K_{∞})によって、周波数整形された制御対象 P_0W に比べて、高周波域および低周波域において多少の劣化を受ける。しかし、その上限・下限は(25)、(26)式で与えられることが証明されており、大幅な劣化は生じない。本実施例では、図14のロバスト補償器14の周波数特性から明らかなように低域で約7dBの劣化が生じる。そこで、この劣化分を予め考慮して、PID補償器のパラメータを自動調整する際に、この劣化分を補償するように、パラメータを設定するようにアルゴリズムを改良すれば、ロバスト補償器14による劣化が問題となることはない。

【0143】＜実施例2＞図22は、本発明の第2実施例であるハードディスクのサーボライタの構成図である。ハードディスクでは、ヘッドの位置決めを行なうために、ディスク面に位置情報を同心円状に書き込む必要がある。この位置情報を書き込むためにいわゆるサーボライタを用いる。従来、上述した位置情報をディスク面に書き込むためには、ディスク装置に設けられたヘッドアームにコーナーキューブなどの反射体を載せ、この反射体にレーザ光を照射して位置を計測し、その位置情報に応じてヘッドアームの位置決めを行い、このヘッドアーム先端に固設されたヘッドによりディスク面に位置情報を書き込んでいた。

【0144】しかし、近年のディスク装置の小型化に伴い、ヘッドアームの小型化、それを駆動するボイスコイルモータ(以下VCM)の小型化により、反射体を載せる方法では対応が困難になってきた。このため図19に示すようなサーボライタを用いてヘッド(ヘッドア

ム) の位置決めを行ないサーボ情報を記録するという方法が提案され、実用化されている。

【0145】このようなサーボライタでは、ディスク装置とは別に位置決め装置を脱着自在に設け、この位置決め装置の位置決め部材にディスク装置のヘッドアームを接触させることで、間接的にヘッドアームを位置決めする方法が用いられている。

【0146】図22を用いて、このときのサーボ情報の書き込み方法について説明する。まず、システム制御手段40は、目標バイアス指令信号A1として、所定のトルクを発生させるバイアス信号値を与える。増幅手段34は、このバイアス指令相当の電圧をVCM駆動信号A2として、VCM31に印加する。一方、位置決め装置10側のモータ11の回転軸12は、駆動板13、ピン14を介してヘッドアーム32を位置決め可能とする。したがって、モータ回転軸12の位置を制御することにより、ヘッドアーム32の位置は、ディスク盤21の指定した位置に制御される。モータ回転軸12の位置は、回転位置検出器15により測定され、この測定された回転位置を示す情報信号(以下、回転位置信号)B3をモータ安定化補償手段18にフィードバックし、この回転位置信号B3と目標回転位置指令信号B1との偏差により駆動信号B2を制御することにより、モータ回転角を所望の回転位置に制御する。

【0147】そして目標位置に安定した時点で、位置決め完了信号B4をシステム制御手段40に送る。システム制御手段40は、目標回転指令信号B1を位置決め装置10に指令することにより、書き込みヘッド23をディスク盤21上の指定された位置に制御し、位置決め完了信号B4を受け取った時点、つまり目標サーボトラック22の、目標位置に安定した時点で、書き込みヘッド23に書き込み信号C1を印加して、ディスク盤21上にサーボトラック情報を書き込む。この処理を繰り返すことにより、所望のトラック密度のサーボトラック信号をディスク盤21に生成するわけである。

【0148】さて、このようなサーボライタにおいても、ディスクの高密度化のため、より高精度に、しかも生産性向上のため、より高速に制御を行なう必要がある。

【0149】この場合、位置決めすべきヘッドおよびヘッドアームの有する振動モードが、サーボ帯域内に入ってしまうため、ステップの場合と同様に、従来の古典制御技術では、高速化に限界があった。また、従来の現代制御理論による制御技術でも、パラメータ調整の複雑さが大きな問題であった。

【0150】さらには、ハードディスクの機差による動特性の違いなどに対しても制御性能が高く、かつ適切なロバスト性を有する制御装置を実現するために、自動調整機能を実現することが望ましいが、従来の現代制御理論による制御技術では、パラメータ調整の複雑さや、シ

ステムの保全性に問題があった。

【0151】そこで、詳細は第一の実施例と全く同様なので省略するが、サーボライタの設計モデルを正規化概約分解による H_∞ 制御のための設計モデルおよび、この設計モデルによって安定化補償手段のパラメータを演算する演算手段および、安定化補償手段のパラメータを変化せしめる可変手段および、自動調整のための試験信号発生手段および、試験出力信号検出手段を、システム制御手段40に持たせ、第一の実施例で詳細に述べた方法によって、初期設定時およびその後も必要に応じて安定化補償手段の自動調整を行なうことによって、従来の制御技術では実現できない高速・高精度の位置決めが可能となるわけである。

【0152】<実施例3>次に、本発明の別の実施例を説明する。説明に当たり、まず理論的な面から解説を行う。

【0153】従来の H_∞ 制御技術で問題であった、極零相殺の問題および、サーボ系構成の問題を回避し、なおかつ冗長性のない必要最小限の次数の安定化補償手段を実現するための制御技術として、本実施例ではいわゆる時間応答に基づく H_∞ 制御を用いる。

【0154】この時間応答に基づく H_∞ 制御について説明するために、まず従来技術でサーボ系構成ができなかった問題点を解決するための手段について説明する。

【0155】混合感度問題による制御技術において、サーボ系が構成できなかった理由は、前述のように標準 H_∞ 制御問題における可解条件(10)式を満たさなくなるためであるが、(10)式をさらに展開すると、以下の条件と等価であることが導かれる。「 $W_r(s)P(s)$ が虚軸上に零を持たないこと、かつ $P(s)$ が虚軸上に極を持たないこと」(ただし $W_r(s)$ が多項式行列で、 $W_r(s)P(s)$ がプロパーとなるように選ばれている場合)そして、 $P(s)$ に積分器を付加して拡大系を構成したり、 $P(s)$ に積分器がある場合などには、この条件が満たされないのである。

【0156】また、実は上記の条件は、以下の物理的考察によって、「最適な補償器 $K(s)$ が安定かつプロパーな有理関数行列内に存在するための条件」に等しいことがわかる。

【0157】すなわち、混合感度問題では、前述のように、制御対象の出力側だけに外生入力 w を加え、かつ出力側だけしか制御出力 z を評価していない。

【0158】したがって混合感度問題では、これも前述のように、制御対象の安定な極零と、補償器の極零によって極零相殺を行ない、まず外生信号 w から制御信号 z までの特性をフラットにしてしまう(不安定な極零に対しては、内部安定が崩れるために相殺を行なわないが、虚軸に対して鏡像の関係の位置に極零を生じる)。そして重み $W_s(s)$ 、 $W_r(s)$ の自由度によって、所望のループ整形を行なうのである。

【0159】P(s)に積分器がある場合には、上記混合感度問題の手順による補償器は、原点に零を配置してしまうことになる。しかし、このような補償器はもはや安定な有理関数ではない。(10)式の制約条件は、こうした安定かつプロパでない補償器を除外するために当然必要な制約である。

【0160】このように、「虚軸上にP(s)の極がある場合に、従来の混合感度問題では、解が得られないこと」は、実は「混合感度問題において、安定な有理関数の中に最適補償器が存在しないために必要な条件」なのである。

【0161】この問題を避け、サーボ系を設計するには、「外生信号wで制御対象の虚軸上のモードを励起し、かつこのモードの応答が評価され、虚軸上の極零相殺が起きないように一般化プラントを構成すること」が必要である。

【0162】P(s)に積分器を付加して拡大系を構成するには、その積分器に外生入力を加えて積分器のモードを励起し、それと同時に積分器出力を制御出力として備えた、サーボ系のための拡大一般化プラントを用いてロバスト安定化補償器を求めればよい。ただし、従来の混合感度問題による制御技術ではこうした設計は実現できない。

【0163】次に、従来技術である混合感度問題で生じ*

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

に加えて、サーボ系を構成するための積分器およびゲイン α の比例ゲインによる要素 $(\alpha s + 1)/s$ とによって、いわゆる拡大一般化プラントが構成されていることがわかる。

【0168】そして、外生入力 w_1 に定数重みEを掛けただけが制御対象の出力に加算され、これによって積分器のモードが励起されている。さらにその内部状態は、定数重み

【0169】

【外17】



との積がとられて、制御出力 z_2 に設定されている。したがって、この一般化プラントに対して安定化補償器 $K_\infty(s)$ を求め、 $K_\infty(s)(\alpha s + 1)/s$ によって、安定化補償手段を構成することによって、従来の混合感度問題による制御技術では実現できなかった、1型サーボ系を実現することが可能となるわけである。

【0170】また、制御対象の入力側に、制御対象の全モードを励起するための、定数重みNで重みつけられた外生入力 w_2 が加わり、制御対象の全状態モードは定数重み $Q^{1/2}$ によって重みつけられて、制御出力 z_1 を形成している。これによって、従来の混合感度問題で問題となる、制御対象と補償器の極零相殺を回避することがで

*る、制御対象と補償器の極零相殺の問題を解決するための手段について説明する。

【0164】混合感度問題における極零相殺の原因は、上記サーボ系の問題で述べた通りである。したがって、これを防ぐ一つの手段は、これもやはり従来の混合感度問題による制御技術では実現できないが、「制御対象の入力側にも外生入力を加え、制御対象全てのモードを励起し、かつ全ての状態量を制御出力することによって、制御対象全てのモードを評価して、制御対象と補償器の間の極零が起きないように一般化プラントを構成すること」である。このような考えに基づいて構成される一般化プラントを図24に示す。

【0165】さて、上記説明した2つの問題に対する解決手段を用いることによって、本発明では、極零相殺の問題および、サーボ系構成の問題を回避し、なおかつ冗長性のない必要最小限の次数の安定化補償手段を実現することができる。そして実はこうした制御技術は、「時間応答特性を考慮した H_∞ 制御」ともいうべきものである。

【0166】そこで以下では、本実施例の作用および、本実施例が時間応答特性を考慮した H_∞ 制御と呼ばれるべきである理由について説明する。

【0167】前述の図24に注目すると、以下の状態方程式式で与えられる制御対象のモデル

(27)

きるわけである。

【0171】さらに、制御入力の高域特性に対する制限を加えるために、制御入力に定数重み $R^{1/2}$ によって重みつけられた制御出力 z_3 を、制御出力のひとつとして設定している。

【0172】したがって、これらの各定数重みが設計パラメータとなるわけであるが、本発明では、自動調整機能を大きな特徴の一つとしており、そのなかで重み $R^{1/2}$ が自動調整に際して重要な役割を演じている。これは以下の理由による。

【0173】つまり、重み $R^{1/2}$ には、制御系のロバスト安定性の調整という性質があり、 $R^{1/2}$ を大きく設定するほど、ロバスト安定性の高い制御系が構成できるが、それと同時に系の速応性は劣化する。したがって、この性質を用いて、実際の制御系の特性を調べながら、自動調整によってロバスト安定性と速応性の適切なトレードオフをとる訳である。

【0174】具体的には、試験信号発生手段による試験出力信号を制御系に加え、試験出力信号検出手段によって得られる試験出力信号を用いて、演算手段は所望のロバスト安定性が得られるまで $R^{1/2}$ を調整する、という繰り返し計算を行なうことになる。そして演算手段は最終的な安定化補償手段のパラメータをパラメータ可変手段に送り、安定化補償手段を更新する。これによって、

制御対象に対する設計モデルにある程度の誤差があった場合にも、ロバスト安定な制御系を構成することができるわけである。また、初期設定時だけでなく、必要に応じて、しかも複数の場所毎にこの自動調整を行なうことによって、制御対象特性の経年変化や位置依存性などにも十分対応できる。

【0175】次に、上記手段によって得られる安定化補償器の次数について説明する。一般に、標準 H^∞ 制御問題を解いて得られる安定化補償器 $K^\infty(s)$ の次数は、一般化プラントの次数に等しくなる。本発明では、サーボ系構成のための拡大一般化プラントを構成しており、 $K^\infty(s)$ の次数は、(制御対象の次数) + 1 (次) となる。そして、最終的な安定化補償手段は、 $K^\infty(s) (\alpha s + 1)/s$ によって与えられることから、結局 (制御対象の次数) + 2 (次) となる。

【0176】しかし、実際には $K^\infty(s)$ の分母に $(\alpha s + 1)/s$ が存在し、これと $(\alpha s + 1)/s$ の分子とで相殺が可能のために、上述の次数よりも1次少ない(制御対象の次数) + 1 (次) となる。

【0177】制御対象と補償器の極零相殺は好ましくなく、前述のように本発明でもこれが生じないような手段をとっている。しかしここでは逆に、安定化補償手段の*

$$\|\Phi\|_\infty = \sup_{w \in L_2} \frac{\|\Phi w\|_2}{\|w\|_2} = \sup_{w \in L_2} \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} \quad (28)$$

に基づく、図24の H^∞ 制御は、最悪の検出雑音 w_1 と最悪のシステム外乱 w_2 が加わった、(29)式で与えられる拡大系に対して、

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Ew_2 \\ \dot{x}_e &= Cx + Nw_2 \\ z &= \begin{bmatrix} Q^{1/2}x \\ \hat{Q}^{1/2}x \\ R^{1/2}u \end{bmatrix} \\ y_s &= xe + \alpha x_e \end{aligned} \quad (29)$$

(30)式で与えられる2次形式の評価関数

【0183】

$$\int_{-\infty}^{\infty} (x^T Q x + u^T R u + x_e^T \hat{Q} x_e - \gamma^2 w^T w) dt \quad (30)$$

を最小にする問題と等価である。そしてこれが、時間応答に基づく H^∞ 制御と呼ばれる所以である。

【0184】(30)式からもわかるように、 H^∞ 制御は LQG 制御とも密接に関連しており、 $\gamma \rightarrow \infty$ で LQG 制御の最適解に近づいてゆくことが明らかにされている。したがって、重みの設定については、従来の最適制御と同様の考え方で設定を行なうことができ、従来の最適制御における設計技術を有効に継承して設計を行なうことができる。

【0185】次に、上記説明した内容を、リニアモータを用いたステップの位置決め装置に適用したより具体的な実施例を説明する。

*冗長性を取り除くために、極零相殺の作用を有効に活用しているわけである。なお、サーボ系を構成する必要がないのであれば、安定化補償手段の次数は、制御対象の次数に等しい。つまり必要最小限の次数であることがわかる。

【0178】これに対して、従来の混合感度問題では、安定化補償手段の次数は、(制御対象の次数) + (重み関数 W_s の次数) + (重み関数 W_r の次数)と、非常に冗長になってしまう。しかも、サーボ系は構成不可能である。こうした補償器の、いわば非冗長性も、定数重みを用いて一般化プラントを構成する、本発明の作用のひとつである。

【0179】また、制御対象の高速化に伴い、制御帯域が伸びるにつれて、従来には問題とならなかった制御対象の振動モードが問題になることが多い。このような場合においても、制御対象に対するモデルに、制御性能上問題となる振動モードの情報を持たせることによって、従来の古典制御技術以上の制御性能を実現することが可能である。これも本発明の作用のひとつである。

【0180】さて、 H^∞ ノルムの時間領域での定義

【0181】

【外18】

※【0182】

【外19】

★【外20】

★

40

【0186】図23は本発明の第3実施例に係る位置決め制御装置であり、この図において101はXYステージ、102は微動ステージ、103はウエハ、104はミラー、105は除振台、106はリニアモータ、107はレーザ干渉計による位置計測手段、108は除振台105のための除振手段、109は駆動回路、110はXYステージ101および微動ステージ102およびウエハ103およびミラー104からなる被制御物体、111はリニアモータ106および駆動回路109とからなる駆動手段、112は被制御物体110および駆動手段111および位置計測手段107とからなる制御対象、113はロバスト安定化補償器、114は積分器、

50

115は比例ゲイン、116は被制御物体に対する目標位置生成手段、117は試験信号発生手段、118は演算手段、119は試験出力信号検出手段、120はロバースト安定化補償器113および積分器114および比例ゲインから構成される、制御対象112に対する安定化補償手段、121は安定化補償手段120のパラメータを変化せしめるパラメータ可変手段である。

【0187】上記構成において、XYステージ101は駆動手段111によってXY方向に移動させられ、位置決めが行なわれる。微動ステージ102は、駆動手段111による位置決めが完了した後に、焼き付けを行なうためのウエハ103の面の傾きや面の高さなどを補正するためのものである。

【0188】被制御物体110の変位 x は、除振台105に設置されたレーザ干渉計による位置検出手段107を用いて、微動ステージ102に設置されたミラー104の位置で検出される。したがって、変位 x は除振台105と被制御物体110の相対変位である。

【0189】目標値生成手段116は、上記相対変位に対する目標値 x_r を生成し、これが安定化補償手段120に送られる。安定化補償手段120の内部においては、目標値 x_r と実際の相対変位 x との偏差 e が積分器114および比例ゲイン115に送られ、さらにロバースト安定化補償器113に送られる。そしてロバースト安定化補償器113の出力が駆動手段111に送られ、電流増幅が行なわれて、リニアモータ106に送られる。

【0190】そして、初期設定時およびその後も定期的に、試験信号発生手段117より試験信号を発生し、ステップの制御系に加える。これに対する試験出力信号は、試験出力信号検出手段119によって検出され、演算手段118に送られる。この情報をもとに演算手段118は、安定化補償手段120のパラメータを演算し、パラメータ可変手段121によって安定化補償手段120のパラメータを自動的に変化せしめる。

【0191】また、制御対象の特性の位置依存性に対応するために、演算手段118は変位 x に応じて、複数の安定化補償手段120のためのパラメータを有し、パラメータを切り替える。そしてこのときにも上記の自動調整手順を用いる。そこで次に演算手段118の働きについて説明する。

【0192】前述のように演算手段118では、時間応答特性を考慮した H_∞ 制御に基づいて安定化補償手段120のパラメータを演算するが、そのためには演算手段118は制御対象112のモデルを備えている必要がある。図25は演算手段118の備えている制御対象112のモデルの周波数応答であり、必要最小限の低次の安定化補償器を設計するために、位置決め制御上問題となる、微動ステージ102の1次の振動モードを考慮した、いわば低次元の設計モデルである。図25において、約16Hzの振動モードがXYステージ101の影響、

約150Hzの振動モードが位置決め制御上問題となる微動ステージ102による影響である。

【0193】このステップのXY方向の位置決め制御において、微動ステージ102は、一種の振動負荷とみなすことができる。したがって、XYステージ101の制御の高速化においては、この微動ステージの振動がネックとなり、PID補償器などの古典制御による制御技術では、十分な位置決め性能が図れなかった。

【0194】図26および図27は、PID補償器を用いた従来の制御技術における目標値応答の周波数特性および単位ステップ応答の様子である。ただし、図26および図27では、実際の制御系の挙動を正確に計算するために、微動ステージの高次のモードまで考慮して構築した、いわば制御対象112に対する高次のシミュレーションモデルを用いて計算している。

【0195】図27において、約150Hzの微動ステージ102による振動が、位置決め特性を悪化させている様子がわかる。明らかにサーボ系の高帯域化による高速化と、微動ステージの高次共振に対するサーボ系の安定化は、相反する問題であり、従来の制御技術では、十分な高速化が図れなかった。微動ステージ102による微動の影響は、図28の周波数応答においても、約150Hzのピークとして顕著に現われている。

【0196】さて、このような位置決め制御上問題となる振動モードは、従来の混合感度問題を用いた H_∞ 制御技術によっても抑制することが可能なはずである。しかし、そうした手法では、前述のように、制御対象112に比べて冗長な補償器となってしまうため、これをディジタルコントローラで実現する際において、演算時間の制約が厳しい場合には、実現することができないという問題があった。また、補償器の演算に要する時間も多くなるため、いわゆる時間遅れも大きくなり、制御系の安定性を損なう点も問題であった。さらに、従来の混合感度問題を用いた H_∞ 制御技術では、もともと1型のサーボ系を構成できない点も大きな問題であった。

【0197】そこで、本発明では、前述の時間応答特性を考慮した H_∞ 制御に基づいて、サーボ系を構成するわけである。

【0198】以下、演算手段118の機能を具体的に説明する。演算手段118においては、図25に示す特性を有する制御対象112の設計モデルを用いて図24の一般化プラントを構成し、標準 H_∞ 制御問題を解くことによって、所望の安定化補償手段120を得る。そして、この安定化補償手段120のパラメータをパラメータ可変手段121に送り、安定化補償器120は所望の特性を有するように更新される。

【0199】初期設定時には、設計パラメータである各定数重みは、予めチューニングされた値を用いる。しかしながら、上記初期設定における各定数重みは、制御対象の機差による特性の変動に対してもロバースト安定性を

完全に補償し得るとは限らない。

【0200】また、設計のために用いたモデルは、補償器の次数を抑えるための、微動ステージ102の1次の振動モードのみを考慮した低次元のモデルなので、実際にそのモデルを用いて得られる補償器による制御系では、ロバスト安定性が不足することも考えられる。

【0201】さらには、実際問題としてモデル化に伴う誤差は必ず存在するので、パラメータ設定において、制御系がロバスト性を十分有するように重みを微調整して、安定化補償器を自動調整によって演算することは重要である。

【0202】本実施例では、自動調整のために重み $R^{1/2}$ を調整する。それは前述のように、重み $R^{1/2}$ は、制御系のロバスト安定性の調整という性質を持っており、 $R^{1/2}$ を大きく設定するほど、ロバスト安定性の高い制御系が構成されるからである。

【0203】したがって、試験信号発生手段による試験出力信号を制御系に加え、試験出力信号検出手段によって得られる試験出力信号を用いて、所望のロバスト安定性が得られるように、安定化補償器のパラメータを繰り返し計算で求めるわけである。

【0204】具体的な繰り返し計算による制御系の特性変化例として、図28に $R^{1/2}$ を変えたときの目標値応答特性の周波数応答の数値計算を示す。ただし、このシミュレーションでは、前述のシミュレーションモデルを用いて計算したものである。

【0205】そして $R^{1/2}$ 以外の定数重みは、それぞれ初期設定時のものをそのまま用いている。 $R^{1/2}$ を大きくするほど、ロバスト安定性が高まっている。だが、その一方で、速応性は劣化する。したがって、適切なトレードオフをとる必要がある。図28では、ケース1)設定ではロバスト安定性が不足した例、ケース3)は速応性が不足した例である。結局、自動調整による数回の試行後に、ケース2)の設定に到達した。

【0206】このように、初期設定時における各重みが適切であれば、その後の自動調整はこの $R^{1/2}$ の値の調整のみで十分であり、これによって簡便かつ実用的な調整が可能である。

【0207】こうして、初期設定時およびその後も必要に応じて、上記自動調整によって安定化補償手段のパラメータを変化せしめることによって、長期運転による制御対象112の特性変動や、前述のように特性の位置依存性に対しても、ロバスト性と安定性のバランスのとれたサーボ系を実現する安定化補償手段120を実現できる。これは従来技術では実現できなかった本発明の有効な作用である。

【0208】上記最終的な重み設定において得られる安定化補償手段120の周波数応答を図29に示す。制御対象112に対する設計モデルに、制御性能上問題となる、微動ステージ102の1次の振動モードを組み込む

ことによって、これを抑制するためのノッチフィルタが巧妙に組み込まれていることがわかる。こうした補償器特性は、従来のPID制御技術では実現できないものであり、本実施例の有効な作用である。

【0209】次に、この安定化補償手段120を用いた制御系の特性を、先にも述べた微動ステージ102の高次モードの共振までを考慮したシミュレーションモデルを用いて計算した。図30に目標値応答の周波数特性を、図31に単位ステップ応答をそれぞれ示す。先に図27および図28に示した、従来のPID補償器による制御技術と比較することにより、約150Hzの微動ステージの振動が抑制されていることがわかる。

【0210】上記安定化補償手段120によって、実際にステップを用いて実験を行なった結果を、従来のPID補償器を用いた結果と比較して示す。図32は従来のPID補償器を用いた制御技術における、目標値応答に対する周波数応答であり、図33は本実施例の安定化補償手段120による、目標値応答に対する周波数応答である。また、単位ステップ応答を行なったときの応答波形と、位置決め時間の比較として、図34に従来のPID補償器を用いた制御技術における実験結果を、図35に本発明における実験結果をそれぞれ示す。先に示した数値解析とほぼ同様の結果が得られており、実際の位置決め時間も約10%の高速化が図られている。このように実際の実験結果においても、制御性能が大幅に改善されている様子がわかる。

【0211】なお、上記各実施例で説明した制御装置は、いずれも位置制御を行なう制御装置に関するものであったが、本発明は、位置制御だけでなく、被制御物体の速度制御を行なう際にも、制御すべき状態量を速度に設定するだけで、全く同じようにして実現が可能である。したがって、ロボットの定速移動制御などに対しても有効である。また、速度制御モードによって目標位置近傍まで被制御物体を制御した後に、精密な位置制御モードによって最終的な位置決めを行なう多くの制御装置において、速度制御モード、位置制御モードのいずれにおいても本手法を適用することで高い効果を発揮することができる。

【0212】以上説明した各実施例が有する効果をまとめると以下のようになる。

(1) 自動調整機能によって、長期運転による性能の劣化が問題となる制御対象に対しても、常に最適な補償手段を用いて制御を行なうことを可能とする。また、制御対象の特性の位置依存性を考慮して、制御対象の位置に応じて安定化補償手段のパラメータを切り替えることによって、位置による制御性能の不均一性を解消し、安定な制御性能を実現する。

(2) 正規化既約分解を用いた $H\infty$ 制御理論を、「古典制御技術の設計技術のノウハウをそのまま継承する」という全く新たな視点に立って適用し、古典制御技術の有す

る少ないパラメータによる調整の容易さという長所を、現代制御理論に基づく制御技術においても実現する。またこれに加えて、従来の古典制御理論では達成できなかった、制御帯域に位置決め性能上問題となる振動モードが存在する場合における高速・高精度の制御を容易に達成する。

(3) 従来の H_∞ 制御技術である混合感度問題において生じる、制御対象と補償器の間の極零相殺の問題が回避される。

(4) 従来の H_∞ 制御技術である混合感度問題では実現できなかった、補償器及び／又は制御対象に積分器を有する場合においても、何ら問題なく補償手段をの構成可能である。

(5) 自動調整を行なう制御技術でありながら、従来の現代制御理論に基づく制御技術とは異なり、いかなる場合においても制御系の安全性を保ち、しかもいかなる場合においてもこれまでの古典制御における制御性能を確保することが可能である。

(6) 時間応答特性を考慮した H_∞ 制御理論を、自動調整に最適な高度制御技術という全く新しい観点に立って適用し、従来の古典制御理論では達成できなかった、制御帯域に位置決め性能上問題となる振動モードが存在する場合における高速・高精度の制御を容易に達成する。そして、混合感度問題に代表される従来の H_∞ 制御技術では実現できなかった、必要最小限の次数を有する安定化補償手段を実現する。

【0213】

【発明の効果】以上の本発明によれば、新たなロバスト制御理論による高性能な制御装置を提供することができる。この制御装置を露光装置やハードディスクなどのに位置決め機構に適用すれば、従来に増して高性能な位置決めが可能なシステムを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第一の実施例に係るステップの位置決め装置の構成図である。

【図 2】標準 H_∞ 制御問題の一般化プラントおよび安定化補償器のブロック図である。

【図 3】典型的な直列補償器による制御系のブロック図である。

【図 4】感度関数および相補感度関数のトレードオフに関する模式図である。

【図 5】混合感度問題の一般化プラントおよび安定化補償器の構成図である。

【図 6】混合感度問題における極零相殺の模式図である。

【図 7】正規化既約分解における制御対象およびその不確かさのブロック図である。

【図 8】正規化既約分解による H_∞ 制御と等価な入出力関係を表すブロック図である。

【図 9】正規化既約分解における設計手順を示すブロッ

ク図である。

【図 10】制御対象の設計モデルの周波数応答を示す図である。

【図 11】PID補償器による制御系の目標値応答の周波数特性の数値解析を示す図である。

【図 12】PID補償器による制御系の単位ステップ応答の数値解析を示す図である。

【図 13】 ϵ の違いによる目標値応答の周波数特性を示す数値解析を示す図である。

10 【図 14】正規化既約分解による H_∞ 制御のロバスト補償器の周波数応答を示す図である。

【図 15】正規化既約分解による H_∞ 制御の安定化補償手段の周波数応答を示す図である。

【図 16】正規化既約分解による H_∞ 制御系の目標値応答の周波数特性の数値解析を示す図である。

【図 17】正規化既約分解による H_∞ 制御系の単位ステップ応答の数値解析を示す図である。

【図 18】PID補償器による制御系の目標値応答の周波数特性の実測結果を示す図である。

20 【図 19】正規化既約分解による H_∞ 制御系の目標値応答の周波数特性の実測結果を示す図である。

【図 20】PID補償器による制御系の単位ステップ応答の実測結果を示す図である。

【図 21】正規化既約分解による H_∞ 制御系の単位ステップ応答の実測結果を示す図である。

【図 22】本発明の第 2 の実施例に係るサーボライタの位置決め装置の構成図である。

【図 23】本発明の第 3 の実施例に係るステップの位置決め装置の構成図である。

30 【図 24】時間応答特性を考慮した H_∞ 制御の一般化プラントを表すブロック図である。

【図 25】制御対象の設計モデルの周波数応答を示す図である。

【図 26】PID補償器による制御系の目標値応答の周波数特性の数値解析を示す図である。

【図 27】PID補償器による制御系の単位ステップ応答の数値解析を示す図である。

【図 28】制御入力に対する重みの違いによる目標値応答の周波数特性を示す数値解析を示す図である。

40 【図 29】時間応答特性を考慮した H_∞ 制御系の安定化補償手段の周波数応答を示す図である。

【図 30】時間応答特性を考慮した H_∞ 制御系の目標値応答の周波数特性の数値解析を示す図である。

【図 31】時間応答特性を考慮した H_∞ 制御の単位ステップ応答の数値解析を示す図である。

【図 32】PID補償器による制御系の目標値応答の周波数特性の実測結果を示す図である。

【図 33】時間応答特性を考慮した H_∞ 制御系の目標値応答の周波数特性の実測結果を示す図である。

50 【図 34】PID補償器による制御系の単位ステップ応答

の実測結果を示す図である。

【図 35】 時間応答特性を考慮した H_∞ 制御系の単位ステップ応答の実測結果を示す図である。

【符号の説明】

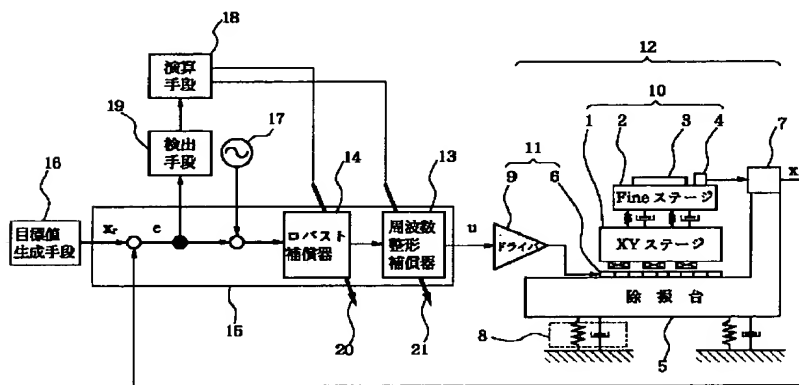
- 1 XYステージ
- 2 微動ステージ
- 3 ウェハ
- 4 ミラー
- 5 除振台
- 6 リニアモータ
- 7 位置計測手段
- 8 除振手段
- 9 駆動回路
- 10 被制御物体
- 11 駆動手段
- 12 制御対象
- 13 周波数整形補償器
- 14 ロバスト補償器
- 15 安定化補償手段
- 16 目標位置生成手段
- 17 試験信号発生手段
- 18 演算手段
- 19 試験出力信号検出手段

* 20、21 パラメータ可変手段

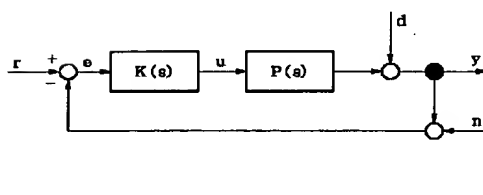
- 101 XYステージ
- 102 微動ステージ
- 103 ウェハ
- 104 ミラー
- 105 除振台
- 106 リニアモータ
- 107 位置計測手段
- 108 除振手段
- 109 駆動回路
- 110 被制御物体
- 111 駆動手段
- 112 制御対象
- 113 ロバスト安定化補償器
- 114 積分器
- 115 比例ゲイン
- 116 目標位置生成手段
- 117 試験信号発生手段
- 118 演算手段
- 20 119 試験出力信号検出手段
- 120 安定化補償手段
- 121 パラメータ可変手段

*

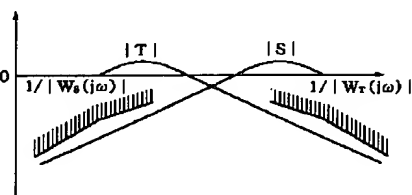
【図 1】



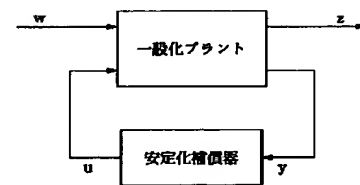
【図 3】



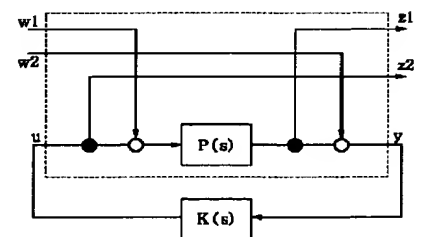
【図 4】



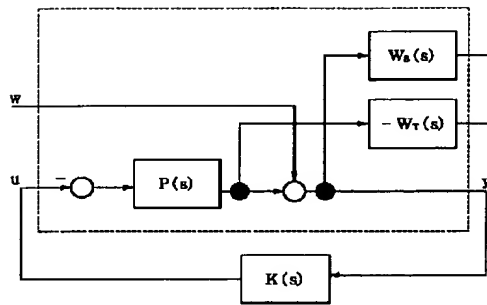
【図 2】



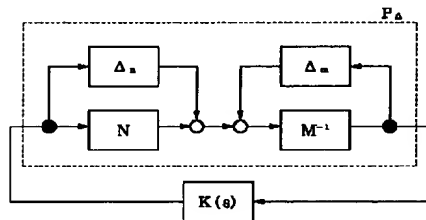
【図 8】



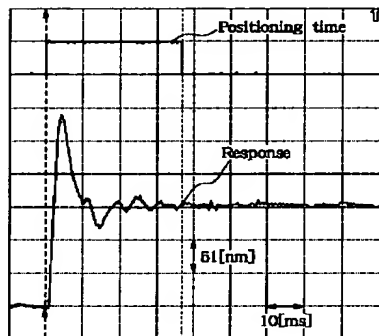
【図 5】



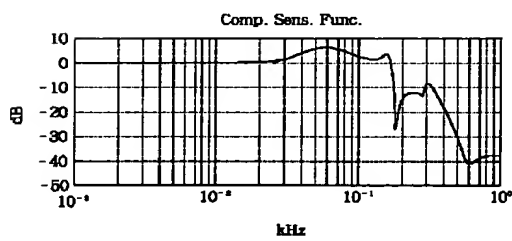
【図 7】



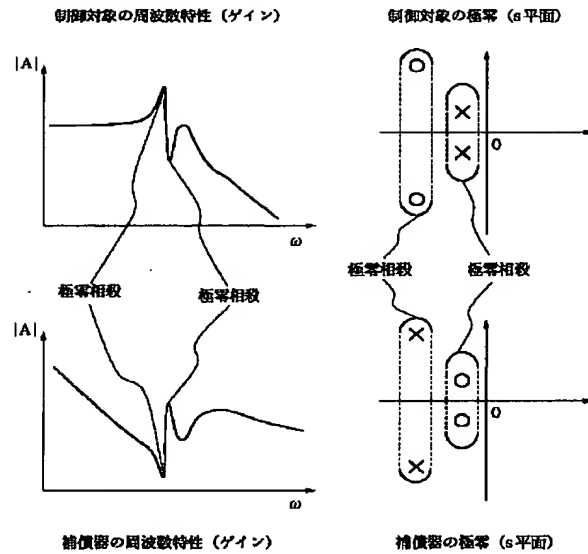
【図 20】



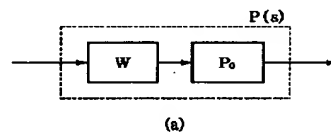
【図 11】



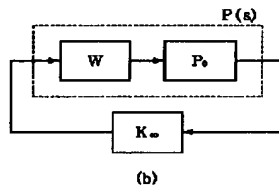
【図 6】



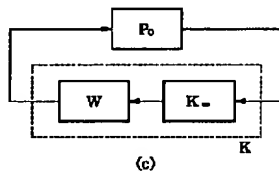
【図 9】



(a)

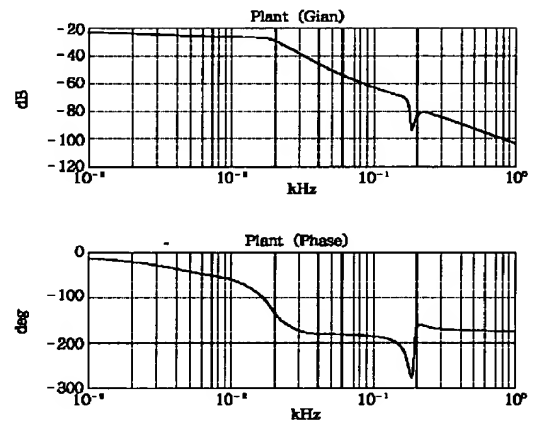


(b)

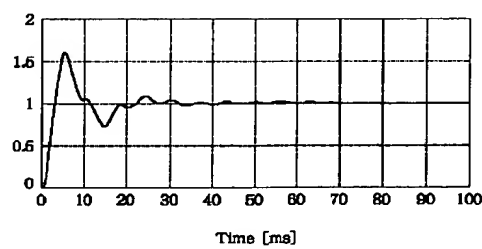


(c)

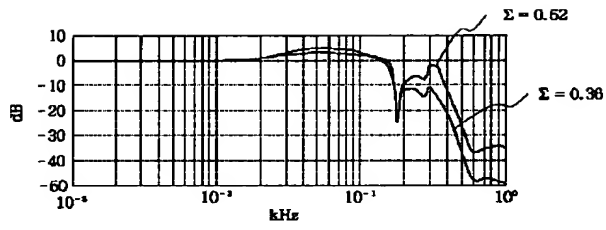
【図 10】



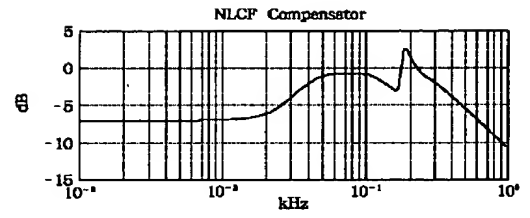
【図 12】



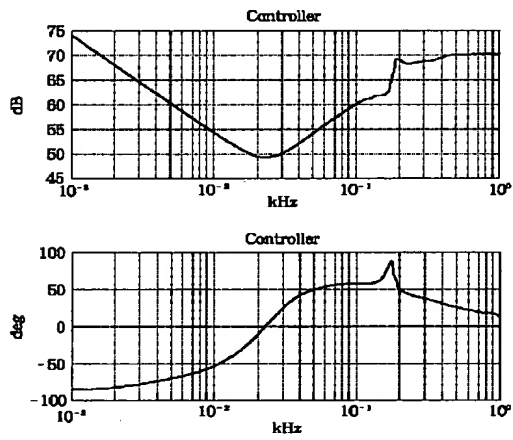
【図13】



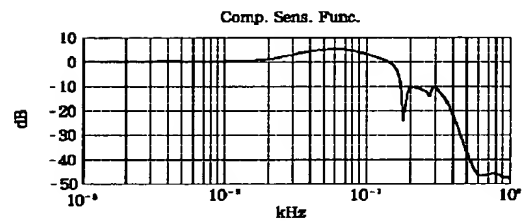
【図14】



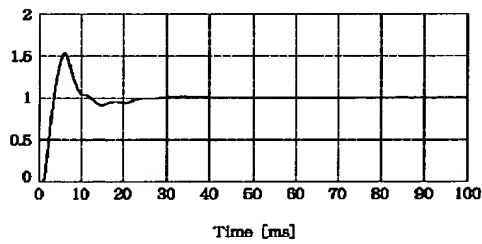
【図15】



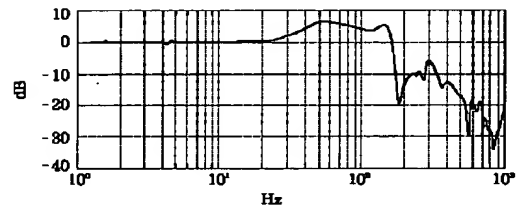
【図16】



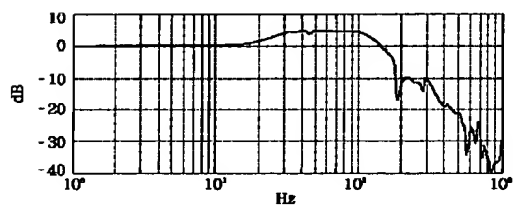
【図17】



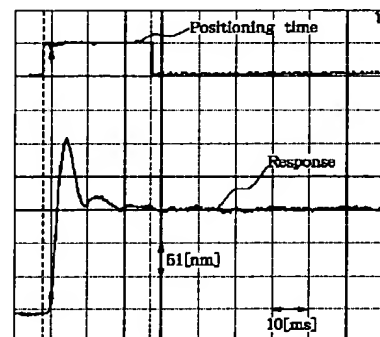
【図18】



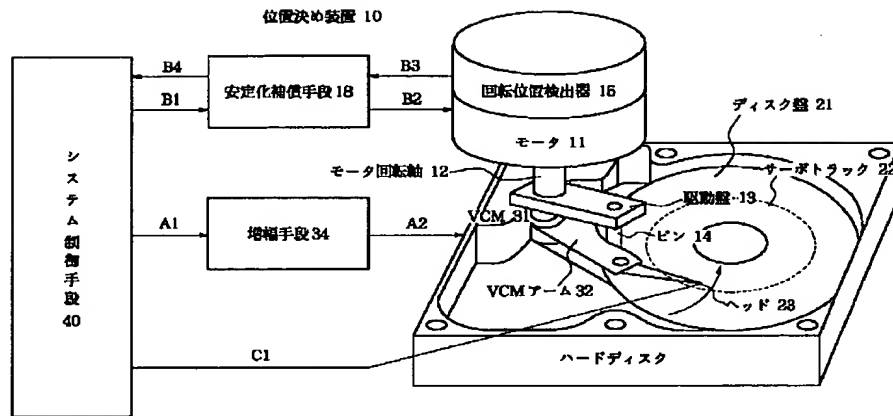
【図19】



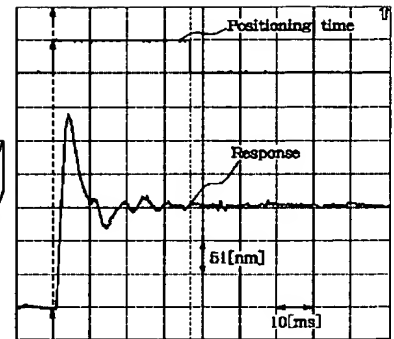
【図21】



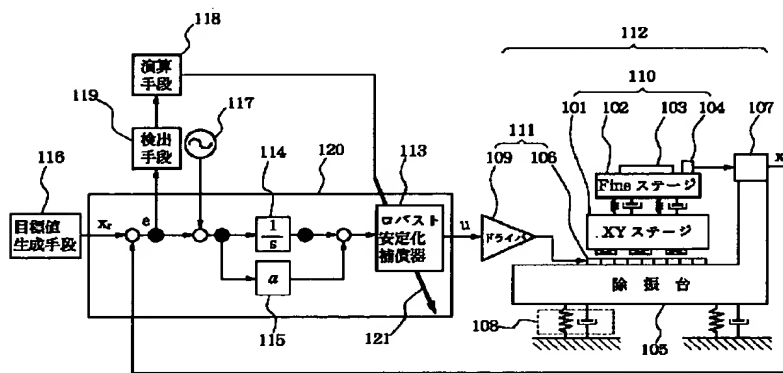
【図 22】



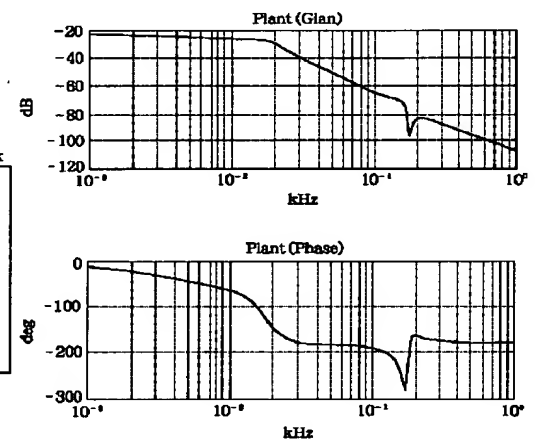
【図 34】



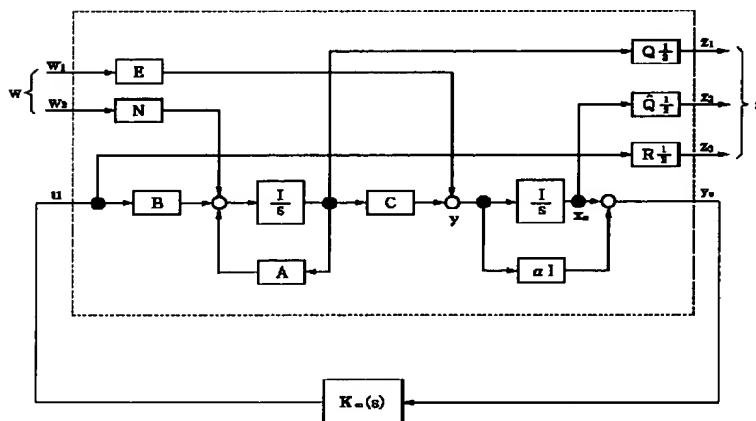
【図 23】



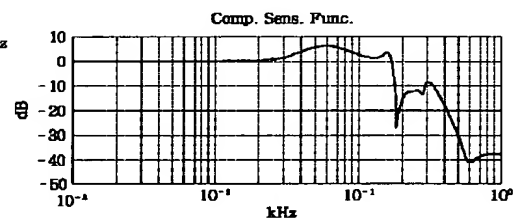
【図 25】



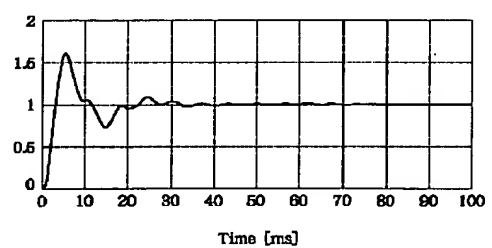
【図 24】



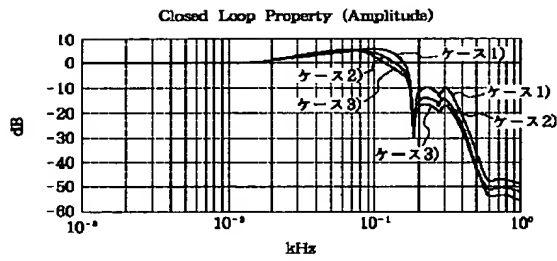
【図 26】



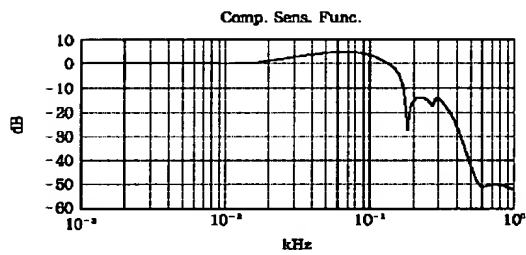
【図 27】



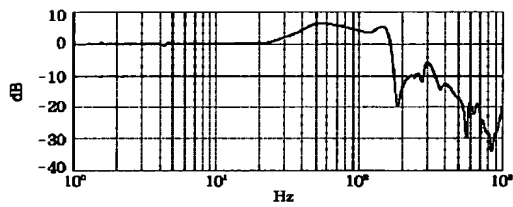
【図28】



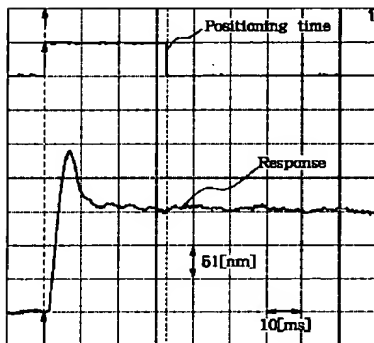
【図30】



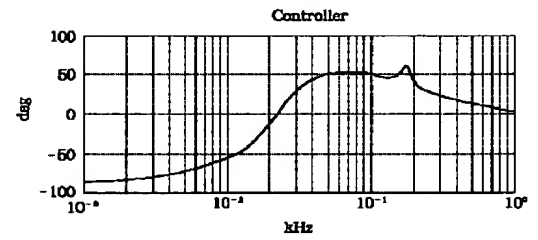
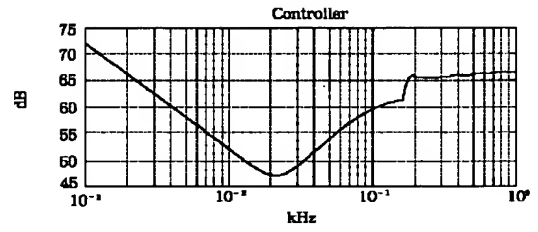
【図32】



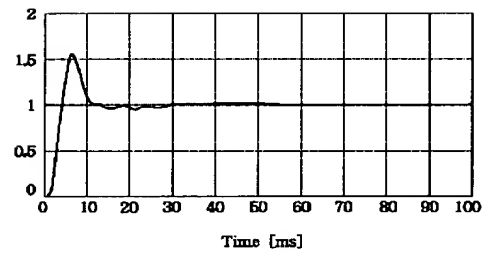
【図35】



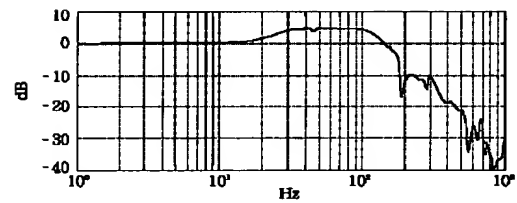
【図29】



【図31】



【図33】





PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08054906 A**(43) Date of publication of application: **27 . 02 . 96**

(51) Int. Cl. **G05B 13/04**
G05B 11/32

(21) Application number: **06187517**(22) Date of filing: **09 . 08 . 94**(71) Applicant: **TOSHIBA CORP**(72) Inventor: **SENDA YUICHI**

(54) **DESIGNING METHOD/DEVICE FOR
NON-INTERFERENCE PID CONTROL SYSTEM**

(57) Abstract:

controller so that the square sum of the matching frequencies is minimized to the calculated error.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO

PURPOSE: To easily design a non-interference PID controller.

CONSTITUTION: This designing method/device contains a controlled system setting means 1 which sets the dynamic characteristic of a controlled system, a control system designing means 2 which designs a control system based on the dynamic characteristic of the controlled system, a normative model designation means 3 which designates the 1-round transmission function or the transmission function of the control system obtained based on the set dynamic characteristic and the set control system as a normative model transmission function, a matching frequency designation means 5 which sets a matching band of the designated normative model transmission function and designates plural matching frequencies in the matching band, a PID control structure designation means 7 which designates the structure of a non-interference PID controller of the controlled system, and a control parameter calculation means 8 which calculates an error of frequency response between the normative model transmission function and the non-interference PID controller and then calculates a control parameter of the non-interference PID

